République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma

جامعة 8 ماي 1945 قالمة
UNIVERSITE 8 MAI 1945 GUELMA

Institut des télécommunications
Département des systèmes de Télécommunication
Laboratoire de Télécommunication (LT)

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE DOCTORAT EN 3ème CYCLE

Domaine : Science et Technologie. Filière : Télécommunications.
Spécialité : Télécommunications.

Présentée par

AL QUDAMI Dheya Alhaq Ahmed Hamood Abdullah

Intitulée

Contribution au Développement de Formes d'Ondes Multi-porteuses et Techniques de Précodage Avancées pour les Systèmes Large MIMO

Soutenue le : …07/03/2024…….   Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade		
Mr. Abed Djamel	Professeur	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Président
Mr. Redadaa Salah	Professeur	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Encadreur
Mr. Ikni Samir	MCB	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Co-encadreur
Mr. Kemih Karim	Professeur	Univ. de Jijel	Examinateur
Mrs. Graini Leila	MCA	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Examinateur

Année Universitaire : 2023/2024

Dédicace

À celui qui m'a doté de générosité, de force et de fierté...
(Mon cher père)

À celui qui m'a comblé d'amour, d'affection, de générosité et de fidélité...
(Ma chère mère),

À ceux qui ont été le meilleur soutien pour moi...
(Mes frères et ma sœur),

À ma famille et à mes amis...

À mes collègues et compagnons de route, ceux qui n'ont jamais hésité à me prêter main-forte

À tous ceux qui ont contribué et m'ont aidé dans ma vie académique...

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse, le Professeur **Redadaa Salah**, enseignant à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma. Il a été ma lumière directrice tout au long de ma thèse, partageant avec moi ses idées exceptionnelles. Sa gentillesse, sa présence indéfectible et ses nombreuses paroles d'encouragement ont été inestimables pour moi. Ses commentaires perspicaces ont joué un rôle crucial dans l'achèvement de ce travail.

Je tiens également à exprimer ma sincère appréciation envers le Professeur **Ikni Samir** pour son soutien dans le mentorat de ma thèse. Votre expertise dans ce domaine a été une source inépuisable d'inspiration et d'apprentissage inestimable pour moi. Votre présence et votre volonté de partager vos connaissances ont grandement contribué à mon développement académique et professionnel.

Je tiens également à exprimer mes remerciements au Professeur **Sedraoui Moussa**. Vos commentaires constructifs et suggestions perspicaces m'ont permis d'améliorer ma recherche et d'élargir ma perspective.

Je suis reconnaissant envers les membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être évaluateurs de cette thèse.

Je tiens à remercier chaleureusement ma collègue de laboratoire, Miss **Aissani Siham**, qui n'a ménagé aucun effort pour me guider et m'assister tout au long de ce parcours.

Ma gratitude s'étend à tous les professeurs, chercheurs et membres du personnel du Département des Télécommunications de l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, qui ont contribué à mon développement académique. J'adresse également mes remerciements à mes chers collègues, étudiants en doctorat et membres du laboratoire LT.

Enfin, ma famille, mes amis et mes proches méritent ma profonde reconnaissance pour leur soutien inébranlable tout au long de cette aventure. Leur soutien moral, leurs encouragements et leur compréhension des exigences de cette étape ont été extrêmement importants pour moi.

Abstract

The demands for speed and reliability in today's wireless and mobile communication needs are on the rise. Multicarrier Modulation Schemes (MCMs) offer a promising solution to address these requirements. While OFDM is the most commonly used MCM, its use of rectangular pulse shapes and the Cyclic Prefix (CP) make it ill-suited for the upcoming 5G applications. An innovative scheme, known as UFMC (Universal Filtered Multi-Carriers), could serve as a viable alternative to traditional OFDM. UFMC waveform emerges as a robust contender for MCM in the context of 5G systems. This is primarily due to its capacity to maintain a low Bit Error Rate (BER) and minimal latency, setting it apart from alternative waveforms like Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM). The primary obstacle encountered in all MCM systems is the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR).

UFMC's output signal tends to have substantial peaks, resulting in signal distortions caused by the overshooting of the linear region of the High-Power Amplifier (HPA), which significantly degrades BER. As a result, numerous previous research studies have explored methods to reduce PAPR in the UFMC system. However, most of these proposals have been challenging to implement or necessitated the transmission of additional information in parallel to the receiver, such as the employment of techniques like Selected Mapping (SLM) and Partial Transmit Sequence (PTS).

Consequently, in this thesis, we introduce an innovative alternative that is easily implementable and does not require the transmission of supplementary information for PAPR reduction. This is accomplished by employing the Discrete Sliding Norm Transform (DSNT) technique on the UFMC system, called $DSNT\ L_2 - by - 3$. The simulation results confirm the superiority of this proposed scheme in terms of PAPR reduction, achieving a significant improvement compared to conventional methods.

key words: OFDM, FBMC, UFMC, MCMs, PAPR, BER, DSNT, 5G, MIMO, Massive MIMO,

Résumé

Les exigences en matière de vitesse et de fiabilité dans les besoins actuels de communication sans fil et mobile sont en constante augmentation. Les schémas de modulation multi-carrier (MCM) offrent une solution prometteuse pour répondre à ces exigences. Bien que le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) soit le MCM le plus couramment utilisé, son utilisation de formes d'impulsions rectangulaires et du préfixe cyclique (CP) le rendent mal adapté aux futures applications 5G (cinquième génération). Un schéma innovant, connu sous le nom de UFMC (multi porteuses à base de filtre universel), pourrait constituer une alternative viable à l'OFDM traditionnel. La forme d'onde UFMC se distingue par sa capacité à maintenir un faible taux d'erreur binaire (TEB) et une latence minimale, la démarquant ainsi des formes d'onde alternatives telles que le multiplexage par répartition en fréquence généralisée (GFDM). Le principal obstacle rencontré dans tous les systèmes MCM est le rapport de puissance crête/puissance moyenne élevé (PAPR).

Le signal de sortie de l'UFMC présente généralement des pics substantiels, entraînant des distorsions du signal causées par le dépassement de la plage linéaire de l'amplificateur haute puissance (HPA), ce qui dégrade considérablement le TEB. Par conséquent, de nombreuses études de recherche précédentes ont exploré des méthodes pour réduire le PAPR dans le système UFMC. Cependant, la plupart de ces propositions se sont avérées difficiles à mettre en œuvre ou ont nécessité la transmission d'informations supplémentaires en parallèle au récepteur, telles que l'utilisation de techniques telles que la Sélective Mapping (SLM) et la Séquence de Transmission Partielle (PTS).

En conséquence, dans cette thèse, nous introduisons une alternative innovante qui est facile à mettre en œuvre et ne nécessite pas la transmission d'informations supplémentaires pour réduire le PAPR. Cela est accompli en utilisant la technique de transformé à norme glissante discrète (DSNT) sur le système UFMC, appelée $DSNT\ L_2 - by - 3$. Les résultats de la simulation confirment la supériorité de ce schéma proposé en termes de réduction du PAPR, réalisant une amélioration significative par rapport aux méthodes classiques.

Mots clés : OFDM, FBMC, UFMC, MCMs, PAPR, BER, DSNT, 5G, MIMO, MIMO Massif,

الملخص

في الوقت الحالي تزايدت الطلبات على السرعة والموثوقية في مجالات الاتصالات اللاسلكية والمحمولة. تقدم مخططات تعديل الموجات الحاملة المتعددة (MCM) حلاً واعداً لمعالجة هذه المتطلبات. في حين أن OFDM هو أكثر مخطط تعديل MCM استخدامًا، فإن استخدامه لأشكال النبض المستطيلة والبادئة الدورية (CP) يجعله غير مناسب لتطبيقات 5G القادمة. يمكن أن يكون المخطط المبتكر، المعروف باسم UFMC، بمثابة بديل قابل للتطبيق عن OFDM التقليدي. يظهر شكل موجة UFMC كمنافس قوي لأنظمة التعديل MCM المقترحة لأنظمة 5G المستقبلية. ويرجع ذلك في المقام الأول إلى قدرتها على الحفاظ على معدل خطأ في البايت منخفض (BER) والحد الأدنى من زمن الوصول، مما يميزها عن الأشكال الموجية البديلة مثل تعدد الإرسال بتقسيم التردد العام (GFDM). إن العقبة الأساسية التي تواجه جميع أنظمة التعديل MCM هي ارتفاع ذروة الطاقة / متوسط نسبة الطاقة (PAPR).

تميل إشارة خرج UFMC إلى أن تكون لها قمم كبيرة، مما يؤدي إلى تشوهات الإشارة الناتجة عن تجاوز المنطقة الخطية لمضخم الطاقة العالي (HPA)، مما يؤدي إلى تدهور في معدل BER بشكل كبير. ونتيجة لذلك، فقد استكشفت العديد من الدراسات البحثية السابقة طرقًا لتقليل PAPR في الأنظمة القائمة على تقنية التعديل UFMC. ومع ذلك، فإن معظم هذه المقترحات كانت صعبة التنفيذ أو استلزمت نقل معلومات إضافية بالتوازي الى جهاز الاستقبال، مثل استخدام تقنيات على سبيل المثال رسم الخرائط المحدد (SLM) وتسلسل الإرسال الجزئي (PTS).

وبالتالي، في هذه الأطروحة، نقدم بديلاً مبتكرًا لتقليل معدل PAPR للأنظمة القائمة على تقنية التعديل UFMC بديلاً يمكن تنفيذه بسهولة ولا يتطلب نقل معلومات تكميلية الى المستقبل. يتم تحقيق ذلك من خلال استخدام تقنية تحويل معيار الانزلاق المنفصل DSNT على نظام UFMC، والتي تسمى ($DSNT\ L_2 - by - 3$). وتؤكد نتائج المحاكاة تفوق المخطط المقترح من حيث تقليل PAPR، مما يحقق تحسنا كبيرا مقارنة بالطرق التقليدية.

الكلمات المفتاحية: OFDM, FBMC, UFMC, MCMs, PAPR, BER, DSNT, 5G, MIMO, MIMO Massif

LISTE DES ACRONYMES

Liste des Acronymes

1G:	First Generation
2G:	Second Generation
3G:	Third Generation
3GPP:	3rd Generation Partnership Project
4G:	Fourth Generation
5G:	Fourth Generation
ACE:	Active Constellation Extension
AFB:	Analysis Filter Bank
AM/AM:	Amplitude-to-Amplitude
AR:	Augmented Reality
BER:	Bit Error Rate
BS:	Base Station
CAN:	Convertisseur Analogique/Numérique
CCDF:	Complementary Cumulative Distribution Function
CDMA:	Code Division Multiple Access
CP:	Cyclic Prefix
CP-OFDM:	Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CS:	Cyclic Suffix
D/A:	Digital-to-Analog
DC:	Direct Current
DFT:	Discrete Fourier Transform
DSNT:	Discrete Sliding Norm Transform
DSP:	Digital Signal Processing
FBMC:	Filter Bank Based Multi-Carrier
FDM:	Frequency Division Multiplexing
FDMA:	Frequency Division Multiple Access
FEC:	Forward Error Correction
FFT:	Fast Fourier Transform
FIR:	Finite Impulse Response
F-OFDM:	Filtered OFDM

FSK:	Frequency Shift Keying
GFDM:	Generalized Frequency Division Multiplexing
HPA:	High-Power Amplifier
IBO:	Input Back-Off
ICI:	Inter-Carrier Interference
IEEE:	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT:	Inverse Fast Fourier Transform
INI:	inter-numerological interference
Iot:	Internet of Things
IS:	Inter-Symbol Interference
LDPC:	Low-Density Parity-Check
LTE:	Long Term Evolution
M2M:	Machine-to-Machine
MCM:	MultiCarrier Modulation
MIMO:	Multiple Input Multiple Output
mMIMO:	Massive MIMO
mmWave:	millimeter Wave
MU-MIMO:	Multi-User MIMO
NFV:	Network Function Virtualization
NLCT:	Nonlinear Companding Transform
NLOS:	Non-Line Of Sight
NOMA:	Non-Orthogonal Multiple Access
NR:	New Radio
OBO:	Output Back-Off
OFDM:	Orthogonal Frequency Division Multipl
OFDMA:	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OMA:	Orthogonal Multiple Access
OOB:	Out of Band
OQAM:	Offset Quadrature Amplitude Modulation
PAPR:	Peak-to-Average Power Ratio
PF:	Prototype Filter
PMU:	Phasor Measurement Unit
PTS:	Partial Transmit Sequence

QAM:	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK:	Quadrature Phase Shift Keying
RF:	Radio Frequency
SDN:	Software-Defined Networking
SFB:	Synthesis Filter Bank
SLM:	Selected Mapping
SMS:	Short Message Service
SNR:	Signal-to-Noise Ratio
SNT:	Sliding Norm Transform
SOBC:	Simple Odd Parity Code
SS:	spectrum sharing
SU-MIMO:	Single-User MIMO
TDMA:	Time Division Multiple Access
TR:	Tone Reservation
TV HD:	High-Definition Television
UFMC:	Universal Filtered Multi-Carrier
V2V:	Vehicle-to-Vehicle
VANET:	Vehicular Ad Hoc Network
VR:	Virtual Reality
Wi-Fi:	Wireless Fidelity
ZF:	Zero Forcing
ZP:	Zero Padding

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières

LISTE DES FIGURES

ET

DES TABLES

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur la 5G et les modulations multi-porteuse

Chapitre II : Modulations multi-porteuses à banc de filtres FBMC et UFMC

Chapitre III : Techniques classiques de réduction du PAPR pour le système UFMC

CHAPITRE IV : Nouvelle technique pour réduire PAPR dans le système UFMC

Liste des tables

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

En effet, la toute première utilisation du système mondial de communication mobile (GSM) pour une communication mobile a été enregistrée en Finlande en 1991. En l'espace de seulement 15 ans, le nombre d'abonnements mobiles a dépassé le milliard. Aujourd'hui, plus de 80 % de la population mondiale est déjà équipée d'un abonnement de téléphone portable. Avec l'avènement des réseaux de données mobiles à haute vitesse tels que la 4G (quatrième génération) et la 5G, les utilisateurs sont devenus de grands consommateurs d'Internet, incluant le streaming vidéo, la vidéo à la demande (VoD), le transfert de fichiers vers et depuis le cloud, la navigation sur les réseaux sociaux (Facebook, Twitter, etc.) et la pratique de jeux en ligne, entre autres activités. Cette demande ininterrompue de communications sans fil haut débit et de couverture ubiquitaire s'accompagne d'une consommation d'énergie considérable **[1]**.

Dans les réseaux 4G, la technologie la plus couramment utilisée est souvent basée sur l'OFDM. Elle améliore significativement l'efficacité spectrale grâce à la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses de fréquence **[2]**. En général, l'OFDM combine la Modulation d'Amplitude en Quadrature (QAM) avec la Modulation par Déplacement de Fréquence (FSK), qui divise d'abord les flux à haut débit en plusieurs flux à faible débit, puis les transmet de manière parallèle en utilisant de multiples sous-porteuses orthogonales **[3]**. Malheureusement, en raison de la forme d'onde rectangulaire de l'OFDM, elle peut présenter de nombreuses failles causées par plusieurs inconvénients inhérents, tels que la sensibilité au décalage de fréquence, la puissance hors bande élevée, le PAPR élevé, etc. **[4-7]**. En conséquence, l'OFDM devient incapable de répondre à un certain nombre d'exigences précédemment imposées dans les réseaux 5G **[6]**, où la recherche d'autres alternatives est l'un des principaux défis pour la plupart des scientifiques au cours des dernières décennies. Les avancées vers les systèmes de communication sans fil 5G et au-delà dépendent de manière critique de la forme d'onde adoptée dans la technique de modulation **[8]**. L'une des caractéristiques clés qui distingue de telles applications 5G est la capacité à prendre en charge un plus grand nombre d'utilisateurs avec des débits de données plus élevés, tout en réduisant simultanément la consommation d'énergie et en garantissant une latence extrêmement faible **[9]**. Pour surmonter ces inconvénients, l'UFMC est l'une des techniques de modulation multi-porteuse les plus rentables recommandées pour les systèmes 5G, car elle combine les principaux avantages de l'OFDM et du Multi-porteuse à Banc de Filtres (FBMC) **[6]**. De plus, la filtration totale de la bande est garantie dans l'OFDM, tandis que le groupe de sous-porteuses est filtré ensemble dans l'UFMC.

Il convient de noter que le processus de filtrage joue un rôle crucial dans l'amélioration de la résilience face aux erreurs synchronisées. Cela s'obtient en régulant le rayonnement hors bande. De même, dans les communications à courte portée, le système UFMC est préféré au FBMC **[9, 10]**. Cette préférence est due à la présence de lobes latéraux minimes, entraînant de meilleures performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB) par rapport au FBMC et à l'OFDM. En conséquence, l'UFMC ne nécessite pas l'ajout d'un préfixe cyclique **[11]**. De plus, la modulation UFMC présente un avantage significatif en ce qu'elle est compatible avec les technologies d'entrées multiples et de sorties multiples (MIMO) pour les liaisons sans fil fonctionnant à des fréquences porteuses en ondes millimétriques (mmWave). Cependant, comme d'autres techniques multi-porteuses, les systèmes UFMC sont sensibles au rapport de puissance crête/puissance moyenne élevé. Pour relever ce défi, diverses stratégies de réduction du PAPR sont disponibles dans la littérature pour l'UFMC, bien qu'elles puissent différer de celles conçues pour atténuer le PAPR dans l'OFDM **[9]**.

Les signaux présentant un PAPR élevé subissent d'importantes distorsions lorsqu'ils sont amplifiés par un amplificateur non linéaire haute puissance (HPA). Ces distorsions ont un impact significatif sur le taux d'erreur binaire, ce qui limite les performances du système. Dans la littérature, les techniques de minimisation et de linéarisation du PAPR sont les principales approches pour résoudre le problème du PAPR. D'une part, les techniques de réduction du PAPR visent à réduire la plage dynamique du signal transmis, de manière à ce que le signal puisse être alimenté au point optimal, augmentant ainsi l'efficacité de l'HPA. D'autre part, les techniques de linéarisation tentent de compenser la non-linéarité de l'HPA afin de maintenir la qualité du signal, répondant ainsi aux exigences de linéarité **[1]**. Dans cette thèse, nous nous concentrons sur les techniques de réduction du PAPR visant à réduire l'amplitude des fluctuations du signal d'entrée HPA, et c'est précisément ce que nous avons ciblé dans nos travaux de recherche.

Notre thèse s'est articulée autour de deux objectifs principaux. Tout d'abord, nous avons examiné en détail l'architecture et les performances du système UFMC. Ensuite, nous avons introduit une méthode novatrice visant à réduire le PAPR dans le but de minimiser les variations de l'enveloppe du signal multi-porteuse. La structure de notre thèse a suivi le plan suivant :

Le premier chapitre se concentre sur la présentation d'une vue d'ensemble complète des avancées dans le domaine des communications menant à la cinquième génération. Ensuite, le texte approfondit le concept de porteuses multiples, avec un accent particulier sur la technique d'OFDM.

Dans le deuxième chapitre, une analyse approfondie est menée dans le domaine des techniques de modulation multi-porteuses basées sur le banc de filtres. Une attention particulière est accordée à la structure des techniques UFMC et FBMC, mettant en évidence l'importance de la technologie UFMC et les raisons de son choix en tant que candidat prometteur pour les systèmes 5G. L'importance du banc de filtres dans la formation des signaux est également soulignée. De plus, ce chapitre propose un filtre spécialement conçu pour façonner les signaux UFMC, présentant un faible taux d'interférence pour les lobes latéraux avec les canaux adjacents. Cela entraîne une réduction significative du TEB et s'avère particulièrement adapté lorsque des longueurs de filtre importantes sont nécessaires.

Le troisième chapitre se penche sur les caractéristiques de l'amplificateur de puissance, aborde la question du PAPR dans les signaux de transmission, et explore diverses stratégies pour atténuer le PAPR à la fois dans les systèmes de modulation multi-porteuse et, plus spécifiquement, dans le contexte des systèmes de transmission multi-porteuse UFMC. De plus, le chapitre énonce les critères utilisés pour choisir les techniques de réduction du PAPR les plus appropriées.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté une approche innovante conçue pour aborder le problème du PAPR dans les signaux UFMC. Cela impliquait de formuler mathématiquement la méthode et de l’appliquer dans le système UFMC, ainsi que d’examiner les avantages qu’elle apporte. Pour renforcer la validité de nos affirmations, nous avons inclus des résultats de simulations qui étayent les concepts théoriques. De plus, nous avons partagé des idées précieuses et des perspectives qui pourraient tracer la voie pour de futures initiatives de recherche, en décrivant des pistes possibles pour des explorations et des avancées ultérieures.

CHAPITRE I :

Généralités sur la 5G et les modulations multi-porteuse

I.1. Introduction

Au sein du dynamique paysage des communications sans fil, la 5G se présente comme une avancée révolutionnaire, promettant de redéfinir notre façon de connecter, communiquer et interagir avec le monde. En tant que 5G des réseaux mobiles, la 5G représente un saut significatif, ouvrant les portes à des possibilités autrefois confinées à la science-fiction. Grâce à sa vitesse inégalée, sa faible latence et sa portée étendue, la 5G n'est pas simplement une mise à jour incrémentielle, mais une transformation majeure dans le domaine des télécommunications. De véhicules autonomes et villes intelligentes à la réalité augmentée et l'Internet des objets (IoT), la 5G agit comme le pivot qui permettra à ces technologies de prospérer et de s'intégrer dans un monde totalement connecté. Le respect de ces exigences dépend essentiellement du choix de la couche physique pour le réseau 5G, se référant ici au type de technologie de modulation. Ce chapitre de la thèse explore l'évolution des générations de la première génération (1G) à la 5G, mettant en lumière les objectifs fondamentaux de la 5G et les normes qui ont remodelé l'architecture des réseaux, en mettant l'accent sur les techniques de modulation mono et multi-porteuses, notamment l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Notre étude dans cette thèse se concentre sur les nouvelles techniques de modulation multi- porteuses.

I.2. Évolution Générationnelle

Les communications mobiles sans fil ont subi d'importants changements « générationnels » majeurs. Au cours des quatre dernières décennies, la technologie a évolué depuis la 1G, suivie par la deuxième génération (2G), puis la troisième génération (3G) et la 4G, pour atteindre aujourd'hui le seuil de la 5G. Afin de saisir l'ampleur de l'impact de la 5G sur notre société (l'Internet 5G devrait couvrir jusqu'à 65 % de la population mondiale d'ici fin 2025) **[12]**, Il est donc essentiel de comprendre le développement historique des générations précédentes, La Fig.I.1 montre l'évolution historique de ces générations au fil du temps :

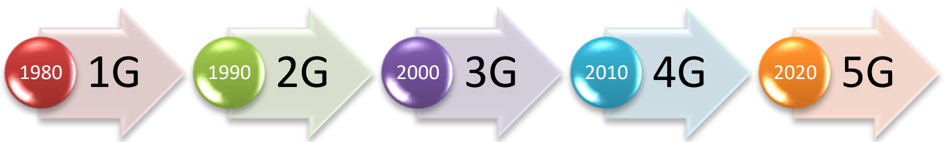


***Fig.I.1**: Évolution du réseau mobile.*

Dans les années 1980, la 1G a été lancée pour fournir des appels vocaux utilisant des signaux analogiques. Dans les années 1990, la 2G a commencé à fournir des services vocaux avec des signaux numériques. La 2G prend également en charge le service de messages courts (SMS).

À partir de la 2,5G, le courrier électronique et la navigation Web ont commencé. Dans les années 2000, la 3G a lancé la visiophonie, la télévision mobile et la vidéoconférence. L'avènement des smartphones et du haut débit mobile est en marche. La commutation de circuits est utilisée dans les technologies 1G et 2G, tandis que la commutation de circuits et de paquets est utilisée dans les technologies 2,5G et 3G **[13]**. Dans les années 2010, la 4G facilite les applications à haut débit, par ex. TV HD, cloud computing, jeux vidéo, etc. Dans les années 2020, la 5G commence à se déployer qui permet l'Internet des objets **[14]**, la ville intelligente, le haut débit massif, la réalité virtuelle (VR) **[15]**, la réalité augmentée (AR), communication d'appareil à appareil, réseaux ad hoc pour véhicules (VANET) **[13]**, etc. Seule la commutation de paquets est utilisée dans la 4G et la 5G. Il y a un besoin de vitesse de la 1G à la 5G. Les réseaux 1G, 2G, 3G, 4G et 5G prennent respectivement en charge 2.4 kbps, 64 kbps, 2000 kbps, 100 Mbps et plus de 1 Gbps **[13]**. L'évolution de la communication cellulaire est présentée sur la Fig.I.2.

1G	2G	3G	4G	5G
				
2.4 Kbps Appel vocal, Signaux analogiques	**64 Kbps** SMS, Signaux numériques, Service plus important	**2Mbps** Internet, Applications Web, Smartphones	**100-1000Mbps** Haut débit de données, Applications mobiles, Internet des applications	**1-10 Gbps** Internet des objets, Haut débit massif Ville intelligente VR/AR

Fig.I.2 : *L'évolution de la communication mobile.*

L'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access), l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA : Time Division Multiple Access), l'accès multiple par répartition en code (CDMA : Code Division Multiple Access) et l'accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (OFDMA : Orthogonal Frequency Division Multiple Access) sont quelques-unes des méthodes d'accès multiples qui ont évolué de la 1G à la 4G **[16]**. FDMA, TDMA, CDMA et OFDMA sont utilisés respectivement en 1G, 2G, 3G et 4G. Toutes ces techniques d'accès multiple sont des accès multiples orthogonaux (OMA). Même si l'on s'attendait à ce que l'accès multiple non orthogonal (NOMA) **[17]** soit

utilisé dans la 5G, l'OMA est également utilisé. De nouvelles méthodes de modulation, techniques d'accès et formes d'onde capables de prendre en charge les technologies 5G ont été proposées. Ces techniques de modulation comprennent : la multi-porteuse à base de filtre universel (UFMC), le multiplexage par répartition en fréquence généralisé (GFDM), la multi-porteuse basée sur un banc de filtres (FBMC : Filter Bank Based Multi-Carrier) **[18]**.

I.3. Objectif de la 5G

Au cours de la dernière décennie, la technologie sans fil est devenue l'une des tendances les plus importantes en matière de réseaux. Faire face à la croissance exponentielle attendue du rich media souligne la nécessité de faire évoluer les réseaux cellulaires. À cette fin, la 5G prendra en charge 1000 fois le débit de données global et 100 fois le débit de données utilisateur, permettant une multiplication par 100 du nombre d'appareils actuellement connectés et une diminution par 5 du débit global. Temps d'accès plus rapide et durée de vie de la batterie 10 fois plus longs **[19]**. L'objectif de la 5G, ou technologie sans fil de cinquième génération, est de faire progresser et d'améliorer considérablement les capacités et les performances des générations précédentes de réseaux de communication sans fil, tels que la 4G LTE (Long-Term Evolution) et la 3G. Les principaux objectifs de la technologie 5G sont présentés dans la Fig.I.3.

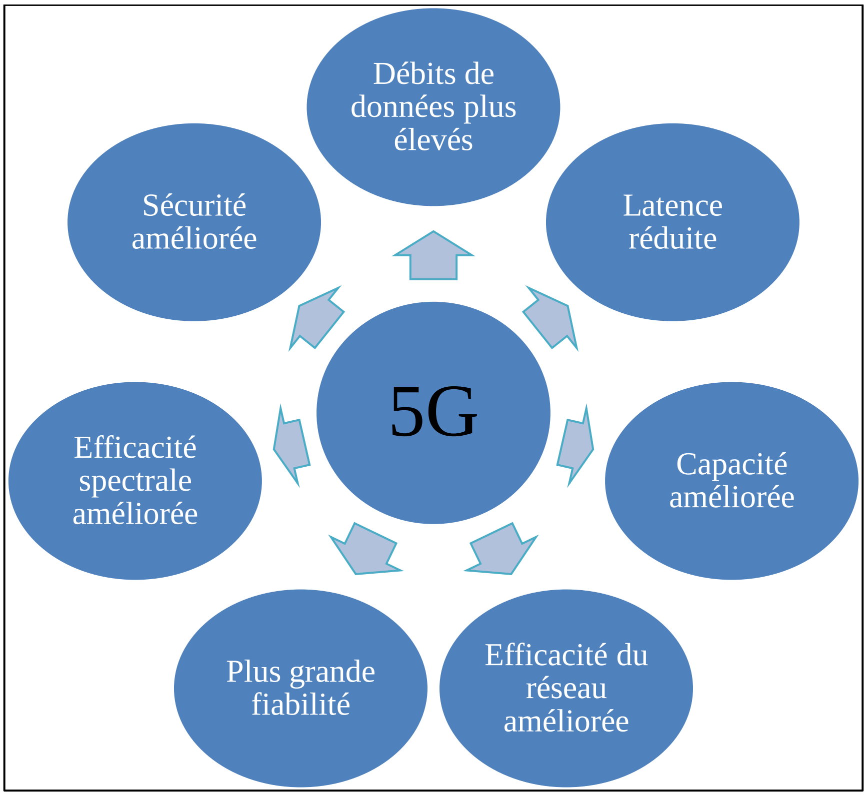


Fig.I.3 **:** *Objectif de la 5G.*

I.2.3. Architecture du réseaux 5G

L'architecture des réseaux 5G a été méticuleusement conçue pour fournir une connectivité rapide et fiable, tout en s'adaptant à un large éventail d'applications et de services. Ceci est rendu possible grâce à l'incorporation de concepts innovants tels que la virtualisation des fonctions réseau (NFV : Network Function Virtualization), la mise en réseau définie par logiciel (SDN : Software-Defined Networking) et le découpage de réseau **[20]**. L'architecture d'un réseau 5G fait référence à la conception et au cadre structurés qui permettent la fonctionnalité et les performances des systèmes de communication sans fil de cinquième génération (5G). Il s'agit d'un ensemble complexe de composants, de protocoles et de technologies visant à fournir une connectivité polyvalente à haut débit, à faible latence et pour une large gamme d'applications et de services. La Fig.I.4 présente le schéma général de l'architecture du réseaux 5G.

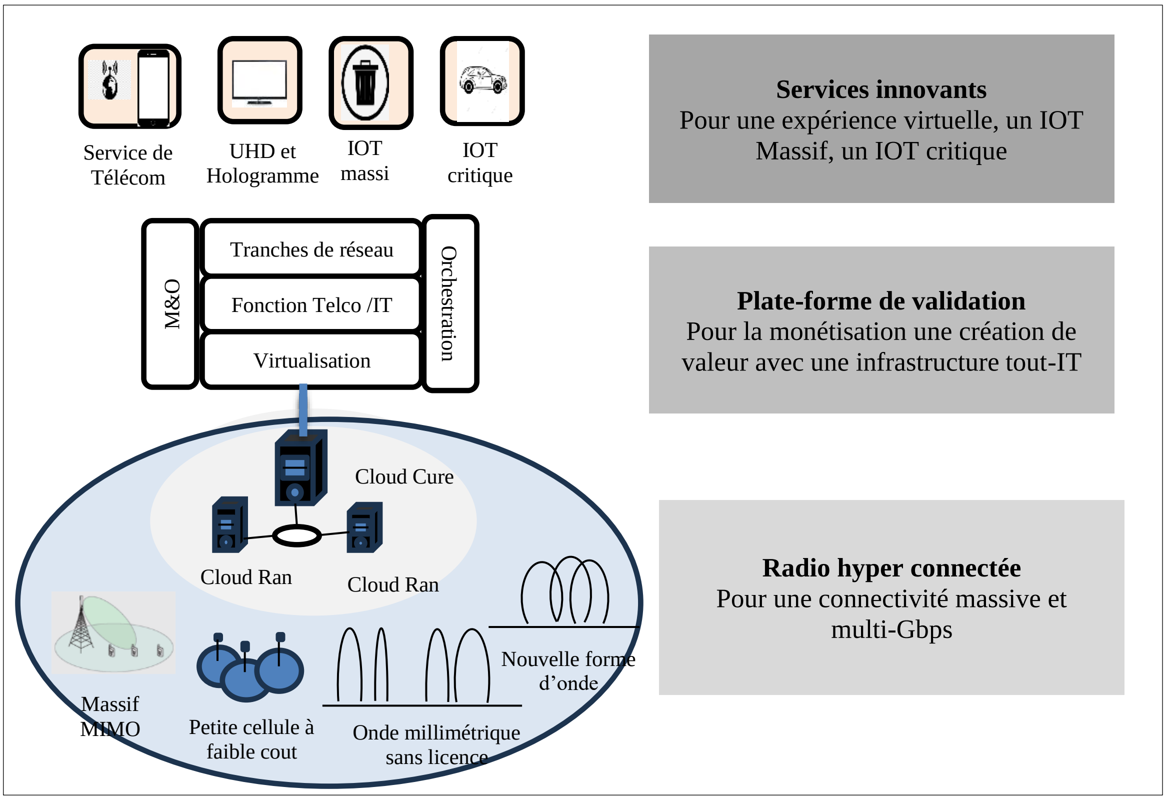


***Fig.I.4** : architecture du réseaux 5G.*

D'après la Fig.I.4, le réseau 5G peut être divisé en trois parties, ou plutôt trois couches principales :

- **Couche supérieure (Les services innovants)**

La couche supérieure intègre des capacités d'infrastructure 5G différenciées pour proposer des services 5G novateurs. Ces services 5G seront en mesure de garantir une expérience utilisateur extrêmement fiable et immersive. Plus précisément, la diffusion de vidéos en ultra-

haute définition deviendra à terme un élément central des services, offrant des expériences utilisateur virtuelles telles que la diffusion de vidéos multi-vues et même la projection d'hologrammes. De plus, la 5G, grâce à sa bande passante généreuse et à sa grande fiabilité, facilitera l'émergence de services de contrôle à distance de robots ainsi que des services essentiels à la mission dans le domaine de l'IoT.

- **Couche intermédiaire (La plate-forme de validation)**

Également appelée architecture de réseau, la couche intermédiaire génère une valeur significative orientée vers le service afin de soutenir la couche supérieure dédiée aux "services innovants", en effectuant une transformation adéquate des éléments distincts et mécaniques. Cette transformation repose sur l'utilisation de deux éléments déclencheurs essentiels. L'un de ces éléments est la virtualisation des fonctions réseau et le réseau défini par logiciel, qui virtualisent à la fois l'infrastructure et les services pour apporter davantage de souplesse et d'intelligence au niveau du réseau.

- **Couche inferieur (la radio Hyper-Connecté)**

La couche inférieure alimente la couche intermédiaire "plate-forme d'activation", en une grande quantité de données de manière efficiente et transparente. En raison du volume de trafic considérable et des strictes exigences en matière de latence, cette couche intègre de nouvelles technologies réseau qui font actuellement l'objet d'études par des organismes de recherche **[21]**.

I.4. Aperçu des numéros 5G NR (Numérologie)

Le concept de numérologies, standardisé dans la version 15 par 3GPP (3rd Generation Partnership Project), fait référence à l'espacement entre les sous-porteurs OFDM. Contrairement au LTE, où l'espacement des sous-porteurs est fixé à 15 kHz, en NR (New Radio) peut prendre d'autres valeurs qui sont des multiples de 15 kHz, soit 30, 60 et 120 kHz, comme le montre la Fig.I.5. Étant donné que l'espacement de la sous-porte, c'est-à-dire que le temps de transmission de 14 symboles OFDM, est également variable et diminue à mesure que l'espacement des sous-porteurs augmente, ce qui réduit la latence et favorise donc les applications critiques. La durée de la période dépend de la numérologie utilisée. L'intervalle suit la règle : intervalle = $\frac{1}{2^n}$, où : n indique l'ordre de numérologie. Par exemple, dans le cas de la numérologie 0, la valeur de l'emplacement temporel est de 1 ms et pour la numérologie 1, il est de 0,5 ms.

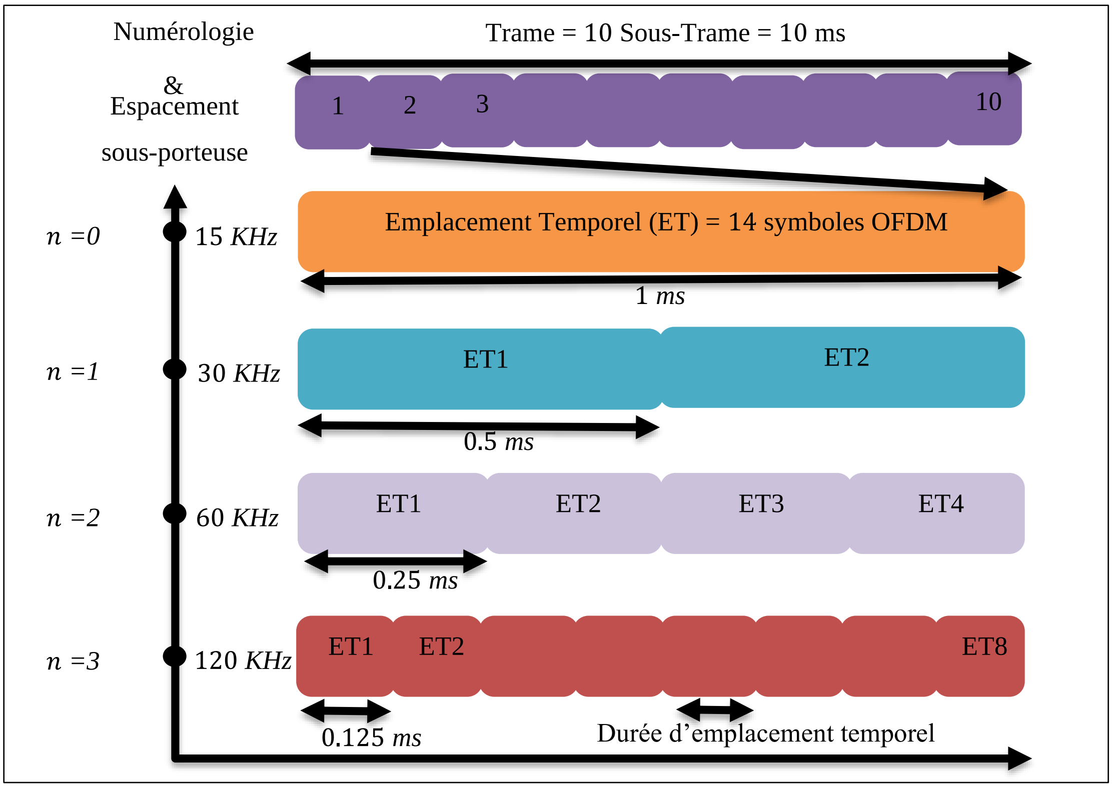


Fig.I.5 **:** *Structures de la trame de numérologie 5G.*

Dans le Tableau I.1, nous nous résumons les types de numérologie. Comme on peut le voir dans le tableau, chaque numérologie a sa propre longueur de symbole, longueur de fente et préfixe cyclique (CP). Le paramètre CP est utilisé pour éviter le problème ISI dans l'environnement de propagation des trajets multiples **[22]**.

Tableau I.1**:** *Structures de numérologie en 5G.*

Numérologie n	Espacement sous-porteuse $\Delta f = 2^n * 15\ [kHz]$	Emplacement par sous-trame	Emplacement temporel (ms)	CP
0	15	1	1	Normal
1	30	2	0.5	Normal
2	60	4	0.25	Normal/ Elargie
3	120	8	0.125	Normal
4	240	16	0.0625	Normal

Comme indiqué précédemment, dans les systèmes de communication 5G et au-delà, différentes utilisations et applications nécessitent différents types de services tout en utilisant la même structure de réseau sans fil. Afin de mieux s'adapter à cette diversité, de nombreuses

nouvelles méthodes de forme d'onde ont été développées pour répondre à la demande de divers services, mais elles ne disposent pas de suffisamment de flexibilité pour répondre à toutes les exigences du système 5G. Par conséquent, dans ces cas, l'approche classique « taille unique » peut ne pas être possible **[23]**. Certaines nouvelles recherches tentent de trouver des solutions plus flexibles, telles que les 'formes d'onde hybrides' ou les 'formes d'onde mixtes' **[24]** montré dans la Fig.I.6. Actuellement, les systèmes 5G utilisent des « numérologies mixtes » avec une seule forme d'onde au lieu de 'formes d'onde mixtes' **[25]**, qui est le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence avec préfixe cyclique (CP-OFDM). Cette méthode est conçue pour répondre aux exigences du système basées sur la conception du châssis. D'après le Tableau I.1 différentes numérologies font référence à différents paramètres définis dans l'OFDM tels que l'espacement des sous-porteuses, la durée du symbole et la longueur du CP.

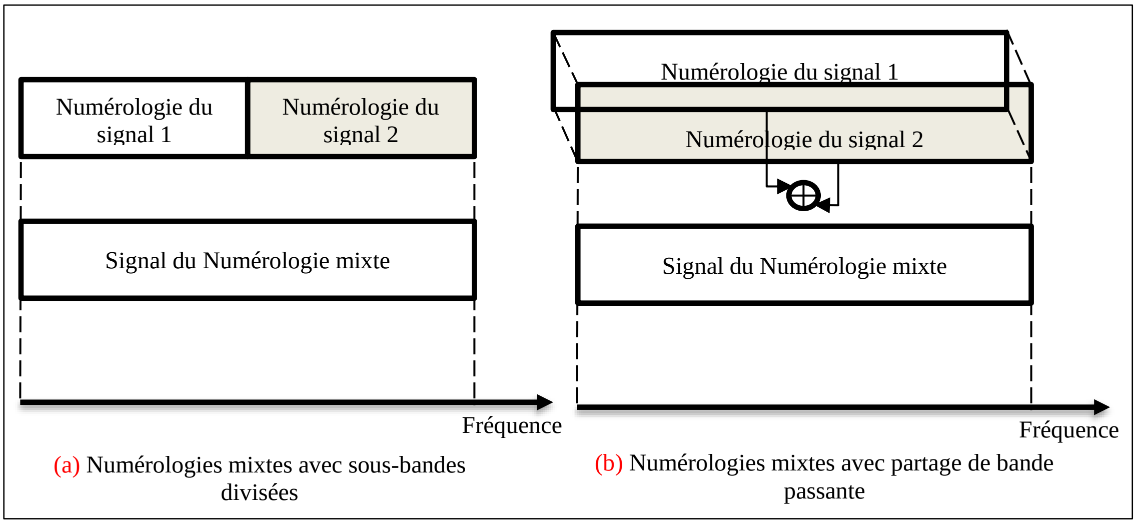


***Fig.I.6** : implémentations de numérologies mixtes.*

Fig.1.6. La manière la plus acceptée proposée pour soutenir divers services est de diviser la bande passante en plusieurs sous-bandes, puis une allocation flexible de différentes numérologies est mise en œuvre dans chaque sous-bande **[25-27]**. Cette implémentation dans le domaine de fréquence est illustrée sur la Fig.I.6 (a). Bien que cette utilisation du multiplexage numérique améliore considérablement la flexibilité du système, chaque utilisateur ne peut pas accéder à la bande passante complète. En outre, l'interférence entre les utilisateurs appartenant à différentes numérologies apparaît et l'interférence inter-numerologique (INI) affecte les performances du système **[25]**.

Récemment, certains travaux **[28, 29]** ont traité du partage de spectres de numérologies mixtes (SS : spectrum sharing), qui peuvent également être décrits comme des numérologies mixtes qui se chevauchent. Cette méthode, comme indiqué sur la Fig.I.6(b), alloue la bande passante complète à tous les utilisateurs en utilisant différentes numéros (c'est-à-dire que les

utilisateurs partagent les mêmes ressources de temps / fréquence). Cependant, sous cette solution, il est impossible d'éviter les interférences en utilisant des formes d'onde fendues / filtrées et les modèles INI sont plus complexes.

I.5. Principales technologies des réseaux 5G (Techniques clés du réseau 5G)

Les réseaux 5G utilisent diverses techniques et technologies clés pour fournir des vitesses de données plus rapides, une latence plus faible, une plus grande capacité et une connectivité améliorée par rapport aux générations précédentes de réseaux sans fil (4G, 3G, etc.). Les principaux techniques clés utilisées dans les réseaux 5G sont présentés dans la Fig.I.7.

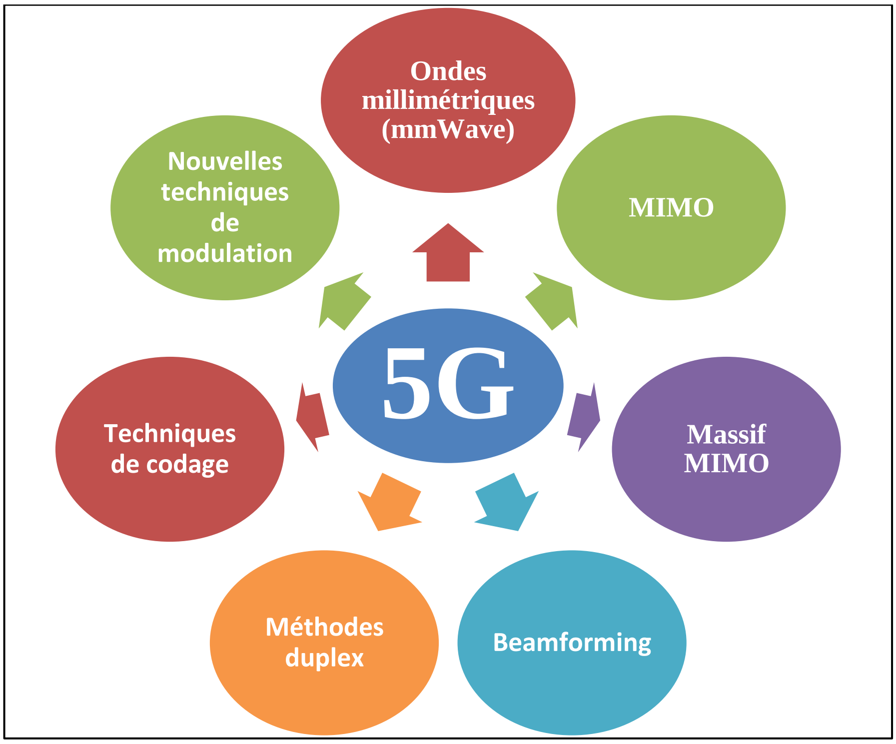


Fig.I.7 **:** *principaux techniques clés utilisées pour les réseaux 5G.*

I.5.1. Entrées Multiples Sorties Multiples (MIMO)

Les besoins croissants en débits élevés pour les communications mobiles de dernière génération ont conduit à une solution privilégiée : augmenter le nombre d'antennes pour la transmission et la réception des signaux sans fil, ce qui nous amène à la technologie MIMO. De plus, pour réduire les perturbations du signal causées par les multiples chemins de propagation et le bruit du canal, la technique de diversité peut être mise en œuvre, impliquant l'utilisation d'une antenne en émission et de plusieurs antennes en réception. Toutefois, l'intégration de plusieurs antennes sur la surface restreinte d'un téléphone mobile constitue un défi majeur pour les chercheurs. En effet, en raison de la taille limitée des dispositifs mobiles, il est impératif de

garantir une isolation élevée entre les antennes afin de maximiser les avantages de la diversité et d'accroître la capacité de transmission de l'ensemble du système. La Fig.I.8 illustre un système de transmission MIMO comprenant N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices.

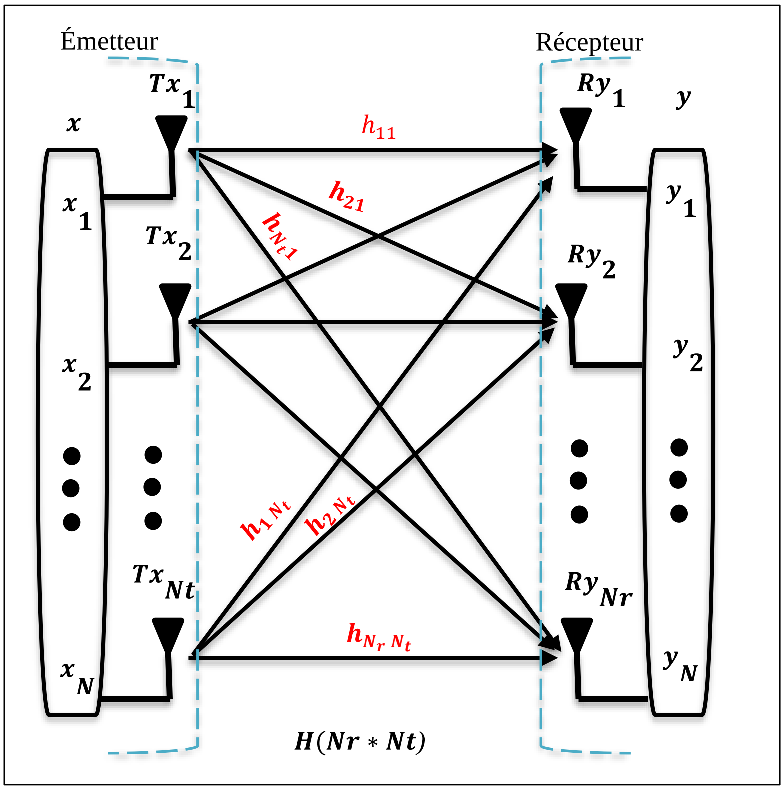


Fig. I.8 : Représentation d'un système MIMO.

Où :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \cdots & h_{1N_t}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1(t)} & \cdots & h_{N_rN_t}(t) \end{bmatrix} \qquad (I.1)$$

I.5.1.1. Diversité spatiale MIMO

La diversité spatiale MIMO fait référence à une technique dans les systèmes de communication sans fil où plusieurs antennes sont utilisées à la fois à l'émetteur et au récepteur pour améliorer la fiabilité et les performances du système **[30]**. Cette technique exploite la dimension spatiale en exploitant le fait que les mêmes signaux d'information transmis par différentes antennes peuvent prendre des chemins distincts en raison des réflexions, de la diffusion et d'autres effets de propagation dans le canal sans fil. Ce faisant, la diversité spatiale aide à atténuer les effets néfastes de la décoloration, des interférences et de l'atténuation du signal, ce qui améliore la qualité du signal et le débit de données dans les systèmes compatibles MIMO.

I.5.1.2. Multiplexage spatial MIMO

Le multiplexage spatial (MIMO) utilise plusieurs antennes à la fois à l'émetteur et au récepteur pour transmettre simultanément plusieurs flux de données sur la même bande de fréquences, augmentant ainsi le débit de données **[31]**. Contrairement à la diversité spatiale qui améliore la fiabilité, le MIMO vise à augmenter le débit. Les données sont divisées en sous-messages, transmis simultanément sur différentes antennes d'émission, puis reconstitués au récepteur grâce au traitement du signal. Cette technique est utilisée pour des débits plus élevés et une meilleure efficacité spectrale, notamment dans le Wi-Fi moderne et les réseaux cellulaires 4G/5G. Cependant, elle peut être sensible aux conditions du canal et dépend du nombre d'antennes et des informations sur l'état du canal. La Fig. I. 9 illustre une comparaison entre un système MIMO multiplexage et un système MIMO diversité.

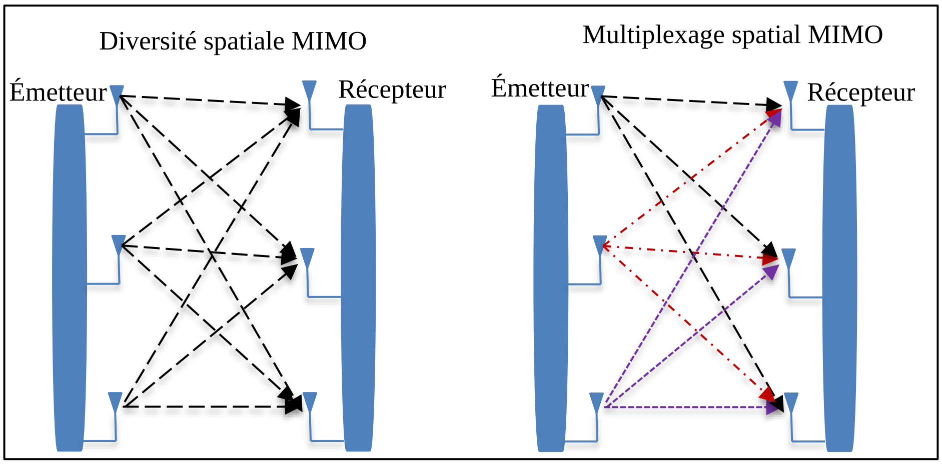


Fig.I.9 ***:*** *Diversité spatiale MIMO et Multiplexage spatial MIMO.*

I.5.1.3. Mono-Utilisateur MIMO

MIMO à utilisateur unique a débuté en tant que partie de la norme sans fil 802.11n en 2007 **[32]**. SU-MIMO permet à plusieurs flux de données d'être transmis vers ou reçus entre des appareils Wi-Fi. La technologie MIMO à utilisateur unique est une technologie multi-émetteur et récepteur qui permet à un point d'accès sans fil d'envoyer simultanément plusieurs flux de données à un seul point d'extrémité compatible à la fois comme le montre la Fig.I.10. La division de la bande passante disponible en plusieurs flux spatiaux augmente l'efficacité et la fiabilité des transmissions.

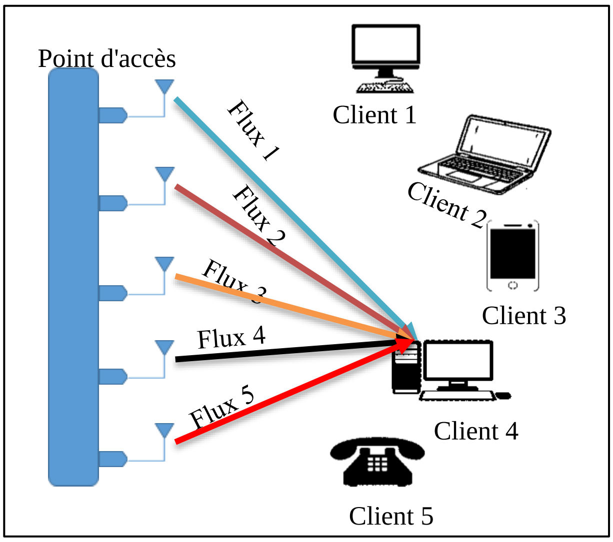


Fig.I.10 **:** *Représentation d'un système SU-MIMO.*

I.5.1.4. Multi-Utilisateur -MIMO

MU-MIMO est une autre technologie plus avancée, présente dans la norme 802.11ac Wave 2, également connue sous le nom de Wi-Fi 5 **[32]**. MU-MIMO est principalement utilisé pour prendre en charge les environnements où plusieurs utilisateurs accèdent au même réseau sans fil en même temps. MU-MIMO contribue à soulager la congestion potentielle causée par plusieurs appareils qui tentent de se connecter en créant plusieurs connexions vers un appareil en même temps comme le montre la Fig.I.11. Dans le SU-MIMO, tout gain de multiplexage est limité par le nombre d'antennes de transmission et de réception. En revanche, dans le MU-MIMO, le gain de multiplexage peut augmenter avec le nombre d'antennes de transmission utilisées.

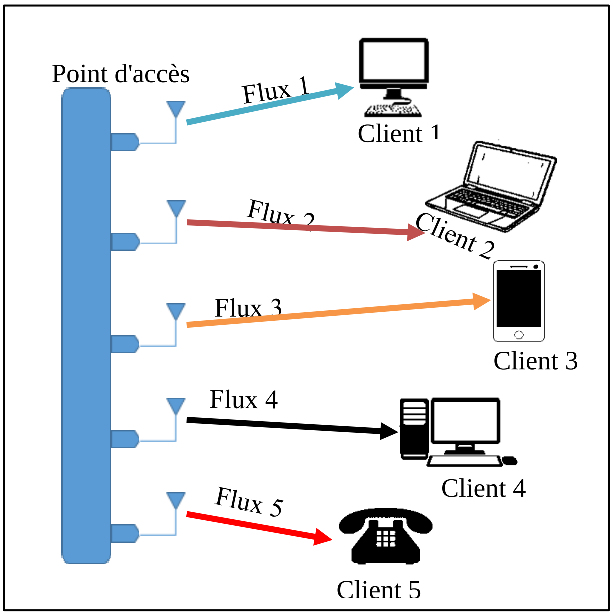


Fig. I.11 **:** *Représentation d'un système MU-MIMO.*

I.5.2 Massif MIMO

Massif MIMO (mMIMO) est une technologie sans fil émergente qui utilise un grand nombre d'antennes, en particulier au niveau de la station de base (BS). Cette technologie a reçu beaucoup d'attention ces dernières années dans la communauté sans fil. Par rapport à la norme de quatrième génération (4G) où jusqu'à huit antennes sont utilisées, mMIMO a été adoptée comme l'une des principales technologies pour la 5G avec plus de dizaines (jusqu'à centaines) d'antennes utilisées **[33]**. En fait, en mettant en œuvre plusieurs antennes au niveau de la station de base, plusieurs utilisateurs peuvent être servis sur la même ressource temps-fréquence, améliorant ainsi la capacité du système et l'efficacité spectrale, comme le montre la Fig.I.12. De plus, si le rang du réseau de canaux est plus élevé, une très bonne fiabilité de la liaison de communication grâce à la diversité MIMO peut être assurée **[34]**.

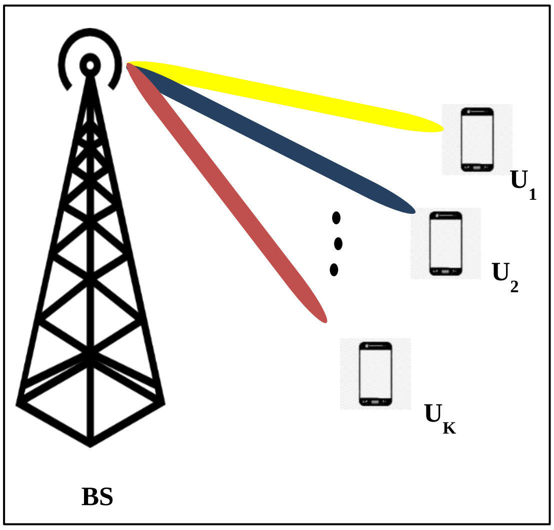


Fig.I.12 **:** *Illustration de mMIMO dans un contexte MU-MIMO.*

I.5.3. Techniques de formation de faisceaux (Beamforming)

Formation de faisceaux est une technique par laquelle un radiateur est fait pour transmettre des signaux radio dans une direction particulière comme Illustré à la Fig.I.13. Un dispositif de communication qui exécute cette fonction est appelé un formateur de faisceaux. Le type le plus courant et le plus simple d'un formateur de faisceaux est un réseau d'antennes espacées d'une demi-longueur d'onde connectées à une seule source de radiofréquence (RF) via un réseau de diviseurs de puissance **[35]**. Les faisceaux plus sophistiqués impliquent une banque de déphaseurs connectés à chaque élément d'antenne pour ajouter une capacité de direction de faisceau.

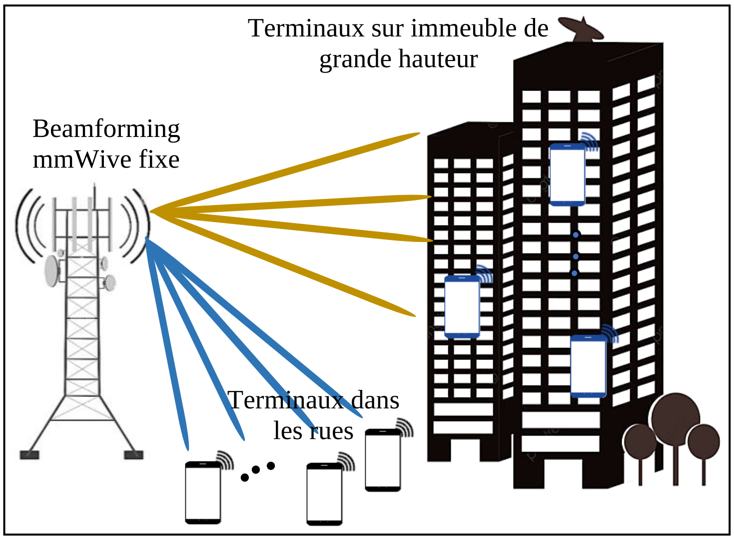


Fig. I. 13 : Beamforming desservant les terminaux mobiles dans le réseau 5G.

Pour garantir une connectivité rapide et une disponibilité généralisée du réseau dans les environnements urbains aux fréquences millimétriques, la technologie 5G utilisera des systèmes de mMIMO dotés de réseaux multi-antennes. L'adoption du beamforming se révélera également cruciale pour étendre la couverture du réseau et rationaliser le déploiement dans les zones rurales, notamment aux fréquences plus basses **[36]**. De plus, l'application du beamforming, qui consiste à combiner et à diriger les faisceaux, améliorera le transfert d'énergie entre les émetteurs et les récepteurs tout en améliorant simultanément l'environnement radio en réduisant les interférences entre les utilisateurs comme le montre la Fig.I.14.

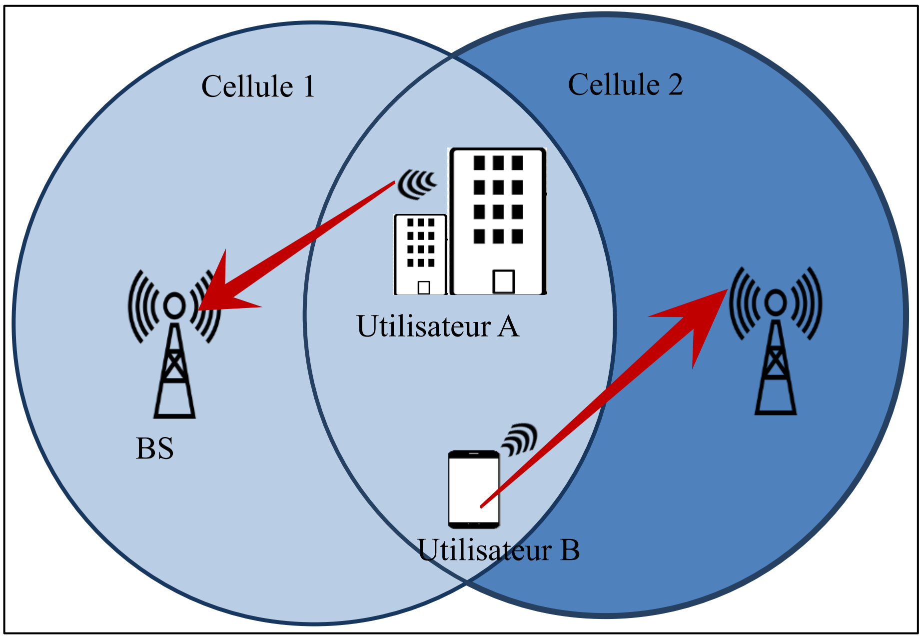


Fig. I. 14 : beamforming pour réduire les interférences.

I.5.3.1. Technique de Précodage

Le précodage est une technique de traitement du signal d'émetteur. Les réseaux d'antennes permettent d'effectuer deux types de précodage, qui peuvent être effectués simultanément par la Station de Base (BS) :

- Le précodage MIMO permet d'assurer des performances élevées lorsque la BS effectue un multiplexage spatial (c'est-à-dire la transmission simultanée de plusieurs flux de données indépendants)
- Le précodage par formation de faisceaux permet d'orienter les faisceaux dans les directions des UE et de les séparer spatialement, améliorant ainsi leur rapport signal sur interférence plus bruit (SNR) **[37]**.

Il existe trois techniques de formation de faisceaux différentes :

- La formation de faisceau analogique s'applique principalement à la gamme de fréquences (FR) de $24{,}25$ GHz à $52{,}6$ GHz.
- La formation de faisceau numérique, quant à elle, est utilisée en FR ($410-7125$ MHz) et le précodage est appliqué numériquement à la bande de base, ce qui signifie que des déphasages sont appliqués, puis une conversion numérique/analogique (D/A) et enfin RF **[38]**.
- La formation de faisceaux hybride implique à la fois la formation de faisceaux numérique et analogique et est principalement utilisée dans le domaine des ondes millimétriques. Cette technique exploite simultanément un précodeur numérique et analogique, permettant de limiter les chaînes RF nécessaires tout en réalisant des gains substantiels.

I.5.4 Techniques de codage

En 5G, nous avons besoin de techniques avancées de correction d'erreurs pour le codage de canal. Pour répondre aux exigences des communications 5G, nous utilisons les codes LDPC (Low-Density Parity-Check) et les codes Polaires pour la correction d'erreurs. Dans la norme 5G NR, les codes LDPC sont utilisés pour le canal de données, et les codes polaires sont utilisés pour le canal de contrôle **[39]**. Ils présentent plusieurs caractéristiques telles qu'un débit élevé, une faible dissipation de puissance et une faible latence.

I.5.4.1. Code LDPC

Dans le code LDPC, la matrice de contrôle de parité contient un minimum d'éléments non nuls. Ils utilisent les normes IEEE 802.16e et 802.11n. Ce code dispose d'un système de codage

FEC (Forward Error Correction) robuste qui peut obtenir une excellente correction d'erreurs même sous un rapport signal/bruit extrêmement faible. Il a de nombreuses applications dans le domaine des communications : en 5G on les appelle codes LDPC NR **[39]**. Les normes LDPC utilisent une construction de protographe, où deux matrices de base sont utilisées en 5G, l'une 46×68 et l'autre 42×52.

I.5.4.2. Code Polaires

Les codes ont été découverts par Erdal Arikan en 2008. Il s'agit d'une technique de codage de canal primaire qui atteint la capacité du canal de Shannon **[39]**. Il offre de meilleures performances en termes de TEB et une faible complexité. Il comprend une technologie de correction d'erreur haute performance. Il est séquentiel et la meilleure technique utilisée dans les prochaines générations de réseaux de communication sans fil. Il peut fonctionner dans les canaux de contrôle car il est désigné comme un canal de contrôle dans les systèmes 5G-NR.

I.5.5 Nouvelles techniques de modulation

Les communications cellulaires de cinquième génération promettent de fournir une expérience en gigabit aux utilisateurs mobiles, avec une augmentation de capacité pouvant atteindre jusqu'à trois ordres de grandeur par rapport aux systèmes LTE. Il y a un consensus général selon lequel un tel objectif ambitieux sera atteint grâce à une combinaison de techniques innovantes impliquant différentes couches du réseau. Au niveau physique, le format de modulation OFDM, ainsi que sa stratégie d'accès multiple, la OFDMA, ne sont pas considérés comme acquis, et plusieurs alternatives promettant une efficacité spectrale accrue sont envisagées. Parmi ces techniques, on peut citer UFMC et FBMC. Le choix de la modulation et de la technique d'accès peut varier en fonction du cas d'utilisation spécifique, de la bande de fréquence et du scénario de déploiement, permettant ainsi à la 5G de répondre à une large gamme d'applications avec des exigences variables en termes de débit de données, de couverture et de fiabilité. Certaines de ces techniques seront étudiées en détail dans le deuxième chapitre de cette thèse.

I.6. Canal de propagation

Le canal de propagation radio est le milieu à travers lequel les ondes électromagnétiques se propagent entre l'émetteur et le récepteur. C'est un élément incontournable pour tout système de communication radio. À travers le canal radio, les informations sont transmises sur une largeur de bande donnée en établissant des liaisons radio point-à-point ou point-à-zone. Cependant, les canaux radio réels introduisent diverses altérations et perturbations au signal. Comprendre le canal radio est donc un élément clé dans la mise en œuvre et la conception de

systèmes de communication sans fil. Il est nécessaire de préciser ici quelle est la différence entre le canal radio et le canal de transmission. Un canal de transmission fait référence au canal radio, mais il inclut également les diagrammes de rayonnement des antennes de l'émetteur et du récepteur

Dans tout système de communication radio, caractériser le canal radio est essentiel pour la conception du système, car la qualité des liaisons radio limite la qualité de la communication.

I.6.1. Propagation par trajets multiples

La propagation radio désigne le comportement des ondes radio lorsqu'elles se déplacent d'un point à un autre dans l'environnement de propagation. Lorsque les ondes radio voyagent de l'émetteur au récepteur, elles rencontrent de nombreux obstacles sur leur chemin, en particulier dans les environnements urbains. Connaître les phénomènes qui influencent les ondes radio est indispensable pour caractériser le comportement du canal radio. Les principaux phénomènes peuvent généralement être décrits par quatre mécanismes ou interactions de base : la réflexion, la diffraction, la réfraction (également appelée transmission) et la diffusion. Du côté du récepteur, le signal est reçu via un ensemble de chemins différents subissant de multiples interactions, comme illustré dans la Fig.I.15. Ces interactions peuvent affecter la direction, l'amplitude, la phase et la polarisation de l'onde radio initiale. En conséquence, le signal reçu est composé de plusieurs répliques atténuées, déphasées et retardées par rapport au signal émis. Ce mécanisme de propagation est connu sous le nom de propagation multi-trajet, qui peut garantir une communication radio de bonne qualité sur des configurations hors de la ligne de visée (NLOS : Non Line Of Sight).

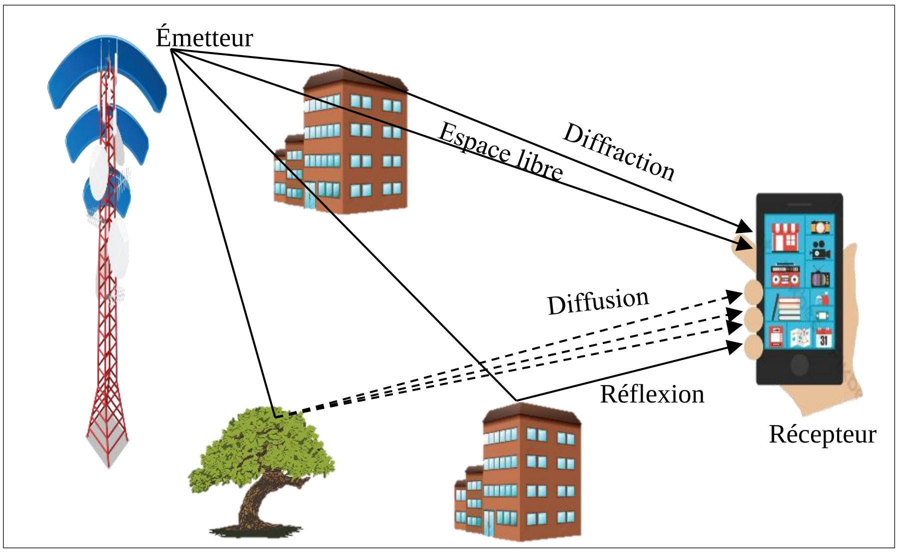


Fig.I.15 *: scénario de propagation urbaine.*

I.6.2. Modèle mathématique pour canal radio multi-trajet :

Il est fondamental de caractériser les canaux à trajets multiples en large bande à l'aide de modèles mathématiques, à des fins diverses. Le principal objectif est de comprendre le comportement du canal et comment il affecte les signaux transmis. Il est possible de quantifier le canal radio en utilisant certains paramètres tels que la dispersion temporelle efficace, le temps de cohérence, la bande de cohérence et la dispersion Doppler **[40]**. Ces paramètres sont utiles pour comparer différents canaux radio à trajets multiples.

Comme indiqué précédemment, le signal reçu dans des environnements multi-trajet est composé d'un ensemble de répliques atténuées, déphasées et retardées du signal émis. Il est donc pratique de considérer le canal de propagation radio comme un filtre, qui peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle **[41]**. La réponse impulsionnelle complexe $h(\tau)$ d'un canal radio peut être modélisée par un filtre linéaire invariant dans le temps et s'exprime comme suit :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^{N_T} a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \qquad \text{(I.2)}$$

Où : N_T est le nombre total de chemins entre une paire émetteur/récepteur donnée, a_n est l'amplitude du $n^{ième}$ chemin, τ_n est le retard du $n^{ième}$ chemin (dépend de sa longueur), et enfin θ_n est la phase du $n^{ième}$ chemin (dépend de sa longueur, de la fréquence, et des interactions électromagnétiques qui ont eu lieu lors de la propagation).

Variabilité spatiale : due à la mobilité du récepteur et/ou de l'émetteur dans l'environnement de propagation. Dans les environnements multi-trajet typiques, le signal reçu fluctue rapidement sur de courtes distances, car lorsque le récepteur et/ou l'émetteur se déplacent, les chemins reçus ne sont plus les mêmes.

Variabilité temporelle : est en partie due à la mobilité dans l'environnement de propagation, modifiant les caractéristiques des chemins. De nouveaux chemins peuvent apparaître, d'autres chemins existants peuvent disparaître, même les chemins préservés sont sujets à des changements. L'émetteur et le récepteur sont supposés être fixes.

Ainsi, la réponse impulsionnelle temporelle du canal, $h(t, \tau)$, est modélisée par un filtre linéaire temporellement variable et s'exprime comme suit :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^{N_T(t)} a_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \delta\big(\tau - \tau_n(t)\big) \qquad \text{(I.3)}$$

Bien que le canal radio puisse être caractérisé par la réponse impulsionnelle complexe $h(t,\tau)$, il peut également être modélisé par d'autres fonctions système, appelées les fonctions de Bello **[42]**. Ces fonctions sont liées par des transformations de Fourier, comme illustré dans la Fig.I.16 :

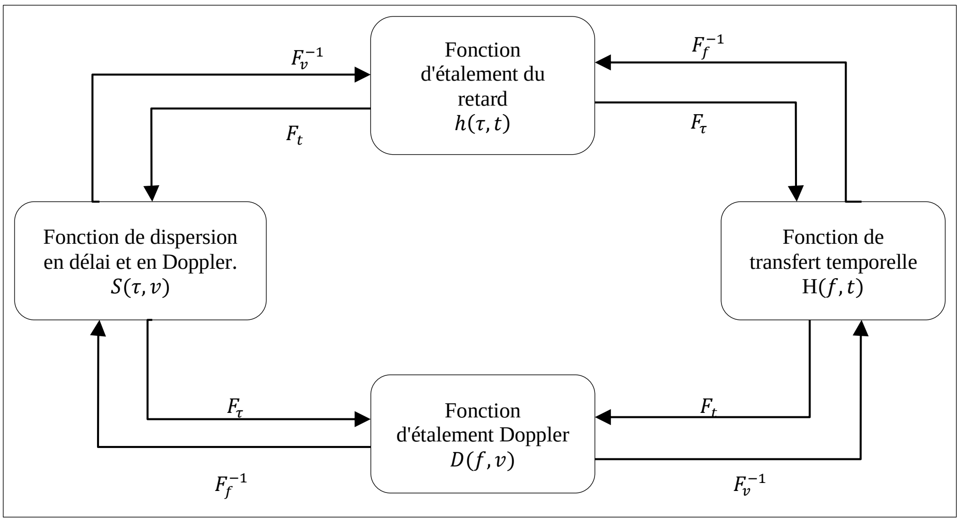


***Fig. I. 16 :** fonctions de Bello.*

Où : τ est le retard temporel, t : représente le temps, v: désigne le décalage Doppler, et f: est la fréquence porteuse. Une description détaillée des fonctions de Bello est donnée dans **[42]**.

Fonction de dispersion des retards $h(t,\tau)$: est la réponse impulsionnelle variant dans le temps, appelée par Bello la fonction de dispersion des retards d'entrée.

La fonction de transfert variant dans le temps $H(t,f)$: est simplement la transformée de Fourier de la fonction de dispersion des retards $h(t,\tau)$ par rapport au retard temporel τ. Elle est interprétée comme l'évolution temporelle de la fonction de transfert, donnée par :

$$H(t,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau) \cdot e^{-j(2\pi f\tau)}\, d\tau \qquad \text{(I.4)}$$

Fonction de dispersion de retard et de Doppler $S(\tau,v)$: représente la diffusion du signal d'entrée dans les domaines du retard et du Doppler, donnée par

$$S(\tau,v) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau) \cdot e^{-j(2vt)}\, dt \qquad \text{(I.5)}$$

Fonction de diffusion Doppler $D(f,v)$: est la transformée de Fourier de la fonction de diffusion Doppler en retard par rapport à τ, c'est-à-dire

$$D(f,v) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau,v) \cdot e^{-j(2\pi f\tau)}\, d\tau \tag{I.6}$$

I.6.2. Différentes échelles d'atténuation

Dans **[43]**, Lee a montré que la force du signal reçu peut être exprimée comme le produit de deux termes :

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t) \tag{I.7}$$

Où : $r(t)$ représente la puissance du signal reçu, $m(t)$: caractérise l'affaiblissement à grande échelle, et $r_0(t)$: caractérise l'affaiblissement à petite échelle.

Évanouissement à grande échelle : décrit l'atténuation moyenne de la puissance du signal sur de longues distances. Il peut être classé en perte de trajet et ombrage. La perte de trajet dépend principalement de la fréquence et de la distance entre l'émetteur et le récepteur, tandis que l'ombrage se produit lorsque le signal est bloqué par un obstacle, ce qui réduit la puissance du signal.

L'évanouissement à petite échelle décrit les fluctuations rapides de la puissance du signal autour de sa valeur moyenne locale en raison de la somme constructive ou destructive des composants multi-trajet. Ces fluctuations se produisent sur de courtes périodes de temps et/ou de courtes distances en raison de la mobilité des terminaux de communication et/ou du déplacement des objets dans l'environnement de propagation. Il est généralement modélisé par des distributions statistiques telles que Rayleigh et Rician. D'autres modèles statistiques pour les canaux multi-trajet sont présentés dans **[44]**.

En conséquence, l'atténuation totale du signal $A_{t[dB]}$ peut être décomposée en trois parties :

$$A_{t[dB]} = A_{p[dB]} + A_{sh[dB]} + A_{ff[dB]} \tag{I.8}$$

Où : $A_{p[dB]}$ est l'atténuation de perte de trajet, $A_{sh[dB]}$ est l'atténuation due à l'ombrage, et $A_{ff[dB]}$: représente les fluctuations de la propagation rapide, comme illustré dans la Fig.I.17.

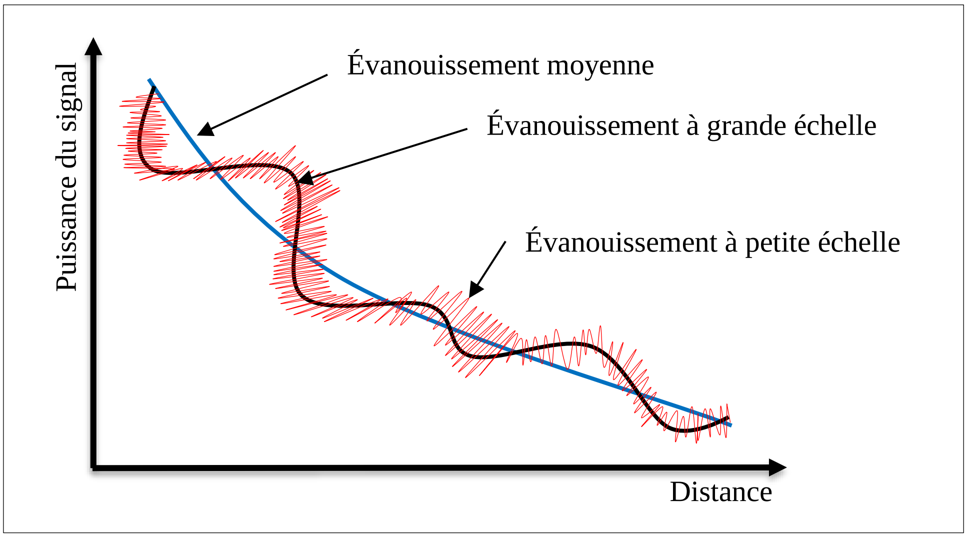


Fig. I. 17 : *Atténuation et évanouissement du signal.*

I.7. Paramètres des canaux radio à trajets multiples

Dans les environnements de propagation, il existe de nombreux obstacles et objets dynamiques entre l'émetteur et le récepteur, ces obstacles engendrent le phénomène de multiplexage. En fait, il est important de quantifier le canal radio à trajets multiples au moyen de certains paramètres pour donner une indication de l'effet du canal sur le signal radio, ces paramètres sont définis dans le domaine temporel, tels que la dispersion des retards et le temps de cohérence, ainsi que dans le domaine fréquentiel, tels que la largeur de cohérence et la dispersion Doppler.

I.7.1. Paramètres de dispersion temporelle

Dans les canaux à trajets multiples, le profil de puissance en fonction du retard $P(\tau)$ représente l'intensité de puissance du signal reçu en fonction du retard temporel (τ) (c'est-à-dire $P(\tau) = |h(\tau)|^2$). Les paramètres importants de ces canaux, qui quantifient le canal à trajets multiples, sont déterminés à partir du profil de puissance en fonction du retard, tels que : le retard moyen excédentaire $(\tilde{\tau})$ et la dispersion des retards efficace (τ_{rms}). La dispersion des retards rms donne une indication sur la richesse en trajets multiples du canal radio. Ces paramètres de retard sont calculés par rapport à une référence temporelle qui est le moment où le premier signal perceptible arrive au récepteur (indiqué par τ_0) **[40]**. Le retard moyen excédentaire est défini comme suit :

$$\tilde{\tau} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau \, P(\tau) \, d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \, d\tau} \tag{I.9}$$

Le retard moyen excédentaire $\tilde{\tau}$ est utilisé pour calculer la dispersion des retards efficace comme suit :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-\tilde{\tau})^2 \, P(\tau)\, d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau)\, d\tau}} \qquad (I.10)$$

Un autre paramètre de retard temporel est le retard excédentaire maximal (τ_{max}), défini comme la différence de temps entre le moment où le premier signal arrive (τ_0) et le moment où le profil de puissance en fonction du retard atteint un certain seuil $X(dB)$ en dessous de la valeur maximale (indiqué par τ_X) **[40]**. Autrement dit,

$$\tau_{max} = \tau_X - \tau_0 \qquad (I.11)$$

I.7.2. Bande passante de cohérence

La bande de cohérence en radio mesure la plage de fréquences sur laquelle le canal est considéré "plat", c'est-à-dire qu'il traite les composantes de fréquence avec une amplitude presque égale et une phase linéaire. Elle est inversement liée à la dispersion des retards efficace ($B_c \propto 1/\tau_{rms}$), ce qui signifie que si cette dispersion est faible, la bande de cohérence est large. La bande de cohérence est déterminée par la corrélation entre les composantes de fréquence de l'intervalle d'intérêt **[44, 45]**. Une bande de cohérence avec une corrélation de 90% (équivalant à une variation de canal de 0,5 dB) est calculée comme suit :

$$B_c \cong \frac{1}{50\, \tau_{rms}} \qquad (I.12)$$

De même, la bande de cohérence pour une corrélation de 50% (correspondant à une variation de canal de 3dB) est donnée par **[40]**:

$$B_c \cong \frac{1}{5\, \tau_{rms}} \qquad (I.13)$$

I.7.3. Dispersion Doppler et le temps de cohérence

Les deux paramètres de canal précédemment discutés donnent des informations sur la dispersion temporelle du canal radio, mais ils ne renseignent pas sur la variabilité temporelle due au mouvement des objets dans l'environnement ou des terminaux. La dispersion Doppler et le temps de cohérence sont introduits pour informer sur cette variabilité temporelle.

La dispersion Doppler (B_D) mesure l'élargissement de fréquence provoqué par le décalage de la fréquence porteuse. Elle a un paramètre temporel associé, le temps de cohérence, qui représente l'intervalle de temps pendant lequel le signal ne subit pas de fluctuations temporelles, c'est-à-dire que la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme constante sur cet

intervalle. Le temps de cohérence est inversement proportionnel à la dispersion Doppler. Mathématiquement, il est défini comme la période pendant laquelle la fonction de corrélation temporelle est supérieure à 50% **[44]**.

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad \text{(I.14)}$$

Où : f_m est le décalage Doppler.

I.7.4. Canaux à bande étroite et à bande large

Les canaux radio peuvent être décrits comme étant soit à bande étroite, soit à bande large. La différence entre les deux dépend des paramètres du signal transmis (largeur de bande du signal B_s et période du symbole T_s) par rapport aux paramètres du canal radio (largeur de cohérence Bc et dispersion des retards rms τ_{rms}). Dans les systèmes à bande étroite, toutes les contributions à trajets multiples arrivent dans des délais plus courts que la durée du symbole ($T_s \gg \tau_{rms}$). Cela signifie que la largeur de bande du signal B_s est relativement faible par rapport à la largeur de bande du canal. Dans les systèmes à bande large, certaines contributions à trajets multiples arrivent avec des retards supérieurs ou comparables à la durée du symbole ($T_s < \tau_{rms}$). Le Tableau I.2 spécifie quatre scénarios d'atténuation possibles résultant de la nature à dispersion temporelle et fréquentielle du canal radio.

***Tableau I.2** : Type d'atténuation.*

Type d'atténuation	Type de canal
Atténuation plate	Bande étroite : ▪ $B_s \ll B_c$ ▪ $T_s \gg \tau_{rms}$
Atténuation sélective en fréquence	Large bande : ▪ $B_s > B_c$ ▪ $T_s < \tau_{rms}$
Atténuation Rapide "Fast Fading."	Bande étroite : ▪ $B_s < B_c$ ▪ $T_s > \tau_{rms}$
Atténuation lente "Fading lent".	Large bande : ▪ $B_s \gg B_c$ ▪ $T_s \ll \tau_{rms}$

I.8. Systèmes mono et multi-porteuses

Les systèmes de transmission mono-porteuse se caractérisent par la transmission séquentielle des données sur une seule bande de fréquence ou un seul canal physique, utilisant

une unique porteuse (Fig.I.18). Bien que cette approche soit relativement simple à implémenter, elle présente des inconvénients significatifs lorsqu'elle est confrontée à des canaux multi-trajets très sélectifs. En effet, les multiples chemins de propagation du canal génèrent une interférence entre les symboles (ISI), ce qui altère la qualité de la transmission. Cette perturbation est d'autant plus prononcée lorsque la durée du symbole dans le système est courte. Pour contrer cette détérioration, des techniques d'estimation et d'égalisation sont disponibles dans la littérature, mais il est possible de réduire ces effets néfastes en prenant des mesures préventives au moment de l'émission. Cela peut inclure l'utilisation de formes d'onde spécifiques qui limitent l'impact de l'IES et qui servent de support physique pour la transmission du signal.

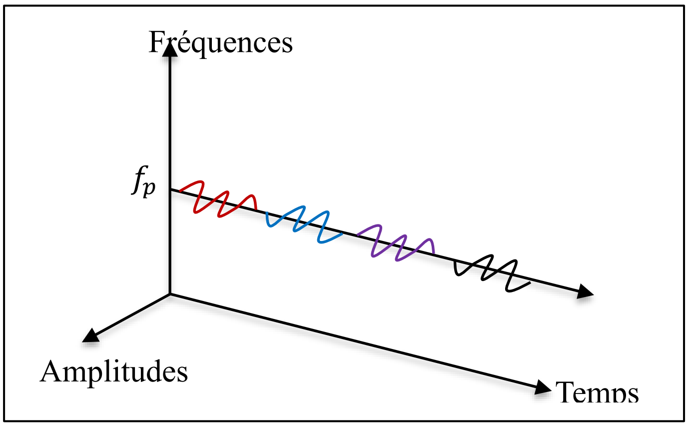


***Fig.I.18** : système mono-porteuse.*

De plus, chaque symbole dans ce type de système, occupant l'intégralité de la bande passante de communication, est soumis à la sélectivité fréquentielle du canal. Ce phénomène devient plus probable à mesure que la largeur de bande du système augmente, c'est-à-dire lorsque la durée du symbole est réduite. En prenant en compte ces deux aspects, il est plus clair pourquoi cette technique de transmission n'est pas adaptée aux besoins actuels des systèmes de communication, qui requièrent une bande passante plus importante pour obtenir des débits plus élevés. Par conséquent, il est nécessaire de concevoir d'autres systèmes de transmission mieux adaptés pour répondre aux exigences contemporaines en matière de débit.

Les systèmes multi-porteuses, tels que l'OFDM, ont été développés en tant qu'alternatives aux effets de fading très sélectifs observés dans les canaux de transmission, qui limitent la capacité de transmission de gros débits **[46]**. Le principe de base de cette méthode de transmission consiste à répartir la séquence de symboles à transmettre sur un grand nombre de porteuses orthogonales, comme illustré dans la Fig.I.19. Chacune de ces porteuses possède une bande passante considérablement plus étroite. En conséquence, la durée d'un symbole sur

chaque porteuse est prolongée, ce qui réduit les interférences entre les symboles d'une même porteuse. Le débit sur chaque porteuse est ainsi une fraction du débit total du système.

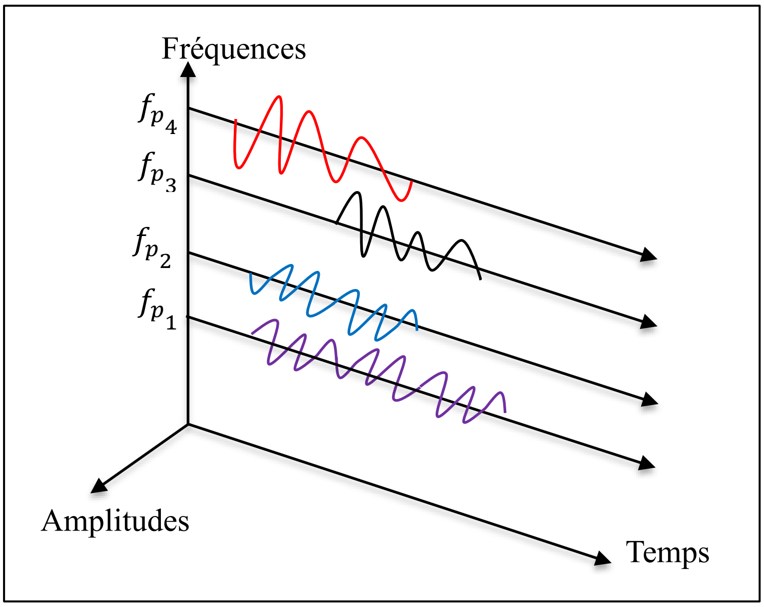


***Fig.I.19 :** système multi-porteuse.*

De plus, ce système offre une meilleure résistance à la sélectivité fréquentielle du canal, car chaque symbole occupe une bande passante relativement étroite. En fin de compte, les systèmes multi-porteuses permettent de prendre en charge des communications à haut débit tout en garantissant une qualité de transmission satisfaisante.

I.9. Multiplexage par répartition en fréquence orthogonale

Les techniques de modulation par répartition en fréquence multiple ont été découvertes en 1950 **[47]**. Cependant, en raison de la complexité des modulateurs/démodulateurs nécessaires pour assurer une parfaite orthogonalité sur chaque sous-canal, cette méthode s'est avérée peu attrayante à l'époque. Il a fallu environ vingt ans pour que les circuits de traitement deviennent capables d'effectuer efficacement et à moindre coût des transformations discrètes de Fourier. L'utilisation de la transformation discrète de Fourier (DFT) a simplifié la génération et surtout la démodulation des techniques MCM, ce qui a conduit à ce que nous connaissons aujourd'hui sous le nom de Multiplexage par répartition en fréquence orthogonale, abrégé OFDM.

L'OFDM est essentiellement une combinaison de la modulation par amplitude en quadrature QAM et de la modulation par déplacement de fréquence FSK. Au lieu d'activer uniquement l'un des N porteuses comme dans le FSK, dans l'OFDM, toutes les porteuses peuvent être activées en permanence et des symboles QAM sont envoyés sur chaque porteuse. Cela est illustré dans la Fig.I.20.

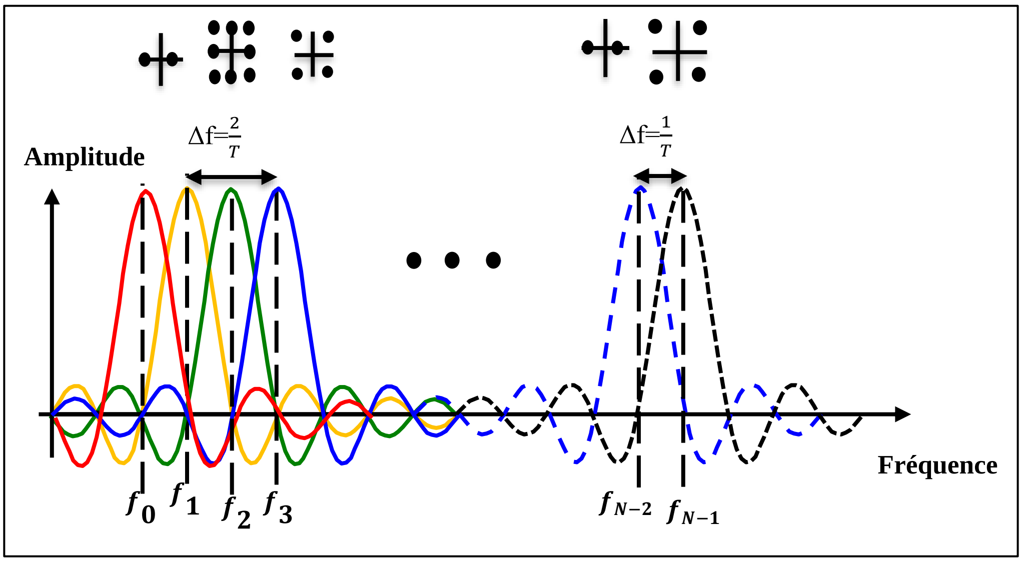


Fig.I.20 *: Spectre du Signal OFDM.*

I.10. Multiplexage par répartition en fréquence vs OFDM

Le multiplexage par répartition en fréquence (FDM : Frequency Division Multiplexing) élargit le principe de modulation à une seule porteuse en utilisant plusieurs sous-porteuses dans un seul canal. La quantité totale de données à transmettre via le canal est répartie entre ces différentes sous-porteuses. Il n'est pas nécessaire que les données soient réparties de manière égale ou proviennent de sources d'information identiques **[48]**. Le FDM présente un avantage par rapport à la modulation à une seule porteuse en termes d'interférences de fréquence à bande étroite, car ces interférences n'affecteront qu'une des sous-bandes de fréquence. Les autres sous-porteuses restent indemnes de ces interférences. Étant donné que chaque sous-porteuse transporte un débit d'information moindre, les périodes des symboles de données dans un système numérique sont plus longues, ce qui accroît la résistance aux perturbations dues au bruit impulsif et aux réflexions. Les systèmes FDM requièrent généralement des bandes de garde entre les sous-porteuses modulées pour empêcher le spectre d'une sous-porteuse d'interférer avec une autre. Ces bandes de garde réduisent le débit d'information effectif du système par rapport à un système à une seule porteuse utilisant une modulation similaire.

Si le système FDM décrit précédemment avait pu utiliser un ensemble de sous-porteuses qui sont mutuellement orthogonales, cela aurait permis d'atteindre un niveau d'utilisation plus efficace du spectre. Les bandes de garde nécessaires pour permettre la démodulation individuelle des sous-porteuses dans un système FDM ne seraient plus requises. En utilisant des sous-porteuses orthogonales, les spectres de ces sous-porteuses pourraient se superposer, ce qui améliorerait l'utilisation du spectre disponible. Tant que l'orthogonalité est maintenue, il

resterait possible de récupérer les signaux des sous-porteuses individuelles malgré le chevauchement de leurs spectres**[48]**. Parce que l'OFDM utilise des sous-porteuses proches qui sont mutuellement orthogonales, cela lui permet d'atteindre une efficacité spectrale nettement améliorée, pouvant aller jusqu'à 50 % ou davantage par rapport à un système FDM conventionnel **[49]**, comme illustré dans la Fig.I.21.

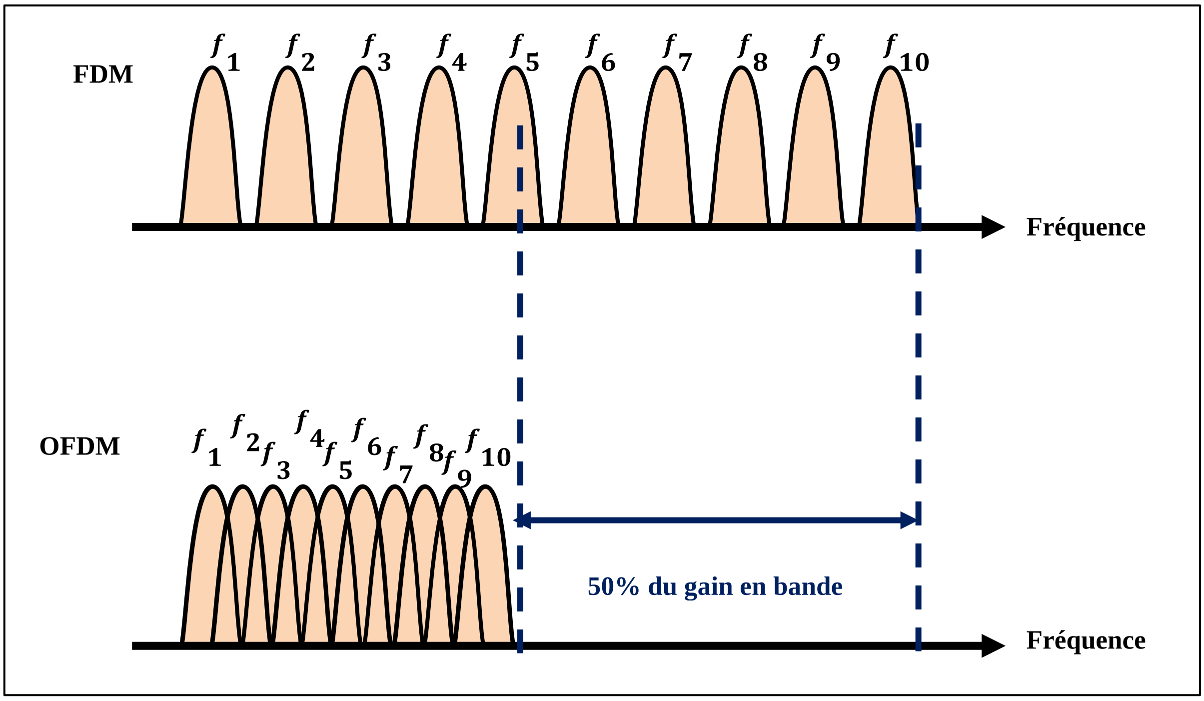


Fig.I.21 : *efficacité spectrale de l'OFDM et la FDM.*

I.11. Module du système OFDM

L'OFDM est une technique multi-carrier largement utilisée qui offre de nombreux avantages pour réaliser des communications de haute qualité à haut débit dans des canaux complexes. Cette section présente les différentes étapes nécessaires à la mise en œuvre de la technique de modulation OFDM.

I.11.1. Module émetteur/récepteur

Nous faisons d'abord passer le flux de symboles complexes QPSK de longueur N : $(X[1], X[2], \dots, X[N])$ à travers un convertisseur série-parallèle, dont la sortie est un ensemble de sous-porteuses à débit N (la longueur de la FFT). Afin de générer l'échantillon temporel OFDM X[n], une FFT est appliquée aux composants complexes en fréquence de l'OFDM X[k], ce qui conduit à la relation suivante :

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{-j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)} \quad , \quad n = 0,1, \dots, N-1 \qquad (I.15)$$

Ainsi, le symbole OFDM se compose de sous-canaux modulés de manière linéaire. Par conséquent, l'augmentation du nombre de sous-porteuses rend le signal plus robuste face aux effets de canal sélectifs en fréquence et contribue efficacement à estimer la réponse du canal**[50]**.

$$x(t) = \frac{1}{T}\int_{-0.5}^{+0.5} X(f)e^{-j(2\pi f t)}df \qquad , \quad 0 \leq t \leq T \tag{I.16}$$

Un signal *OFDM* est formé en sommant toutes les sous-porteuses orthogonales modulées à espacement de fréquence égal $\Delta f = \frac{1}{T}$. Dans un canal sans bruit en espace libre, $y(t) = x(t)$. Par conséquent, le signal reçu dans le domaine fréquentiel continu, après la *FFT*, se présente comme suit :

$$Y(f) = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} x(t)\, e^{-j(2\pi f t)}dt \tag{I.17}$$

Dans la représentation en domaine fréquentiel discret, le signal est exprimé comme suit :

$$Y[k] = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j\left(\frac{2\pi k n}{N}\right)} = X[k] \qquad , n = 0,1,\dots,N-1 \tag{I.18}$$

Nous devons mentionner que le symbole OFDM correspond à un signal composite de N symboles en forme parallèle et a une durée de T, tandis que la longueur du symbole original $X[k]$, en raison de la transmission de N symboles en forme parallèle, a été étendue de T_d à T. Le schéma bloc de la Fig.I.22 illustre le processus conventionnel de modulation et de démodulation OFDM, respectivement.

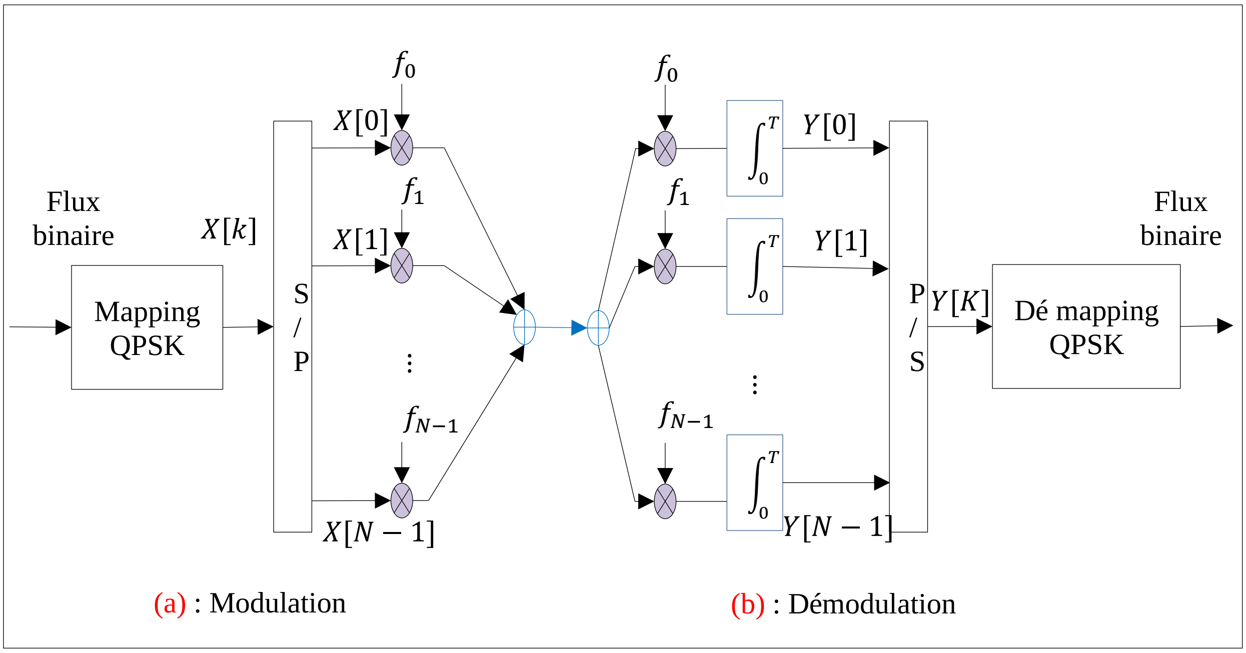


***Fig.I.22**: Implémenter la modulation et la démodulation OFDM.*

I.11.2. Effets du canal sur les symboles OFDM.

L'effet du canal, avec une réponse impulsionnelle $h(t)$, sur le symbole *OFDM* reçu $x(t)$ est donné comme suit :

$$y(t) = x(t) * h(t) + w(t) = \int_{0}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)dt + w(t) \qquad \text{(I.19)}$$

Où : $(*)$ représente le produit de convolution et $w(t)$ est le bruit blanc gaussien additif (*AWGN*).

En discrétisant l'Éq.I.19 à $n\,T_d = \frac{nT}{N}$, elle peut être réécrite comme suit **[51]**:

$$y[n] = x[n] * h[n] + w[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h[m]x[n-m] + w[n] \qquad \text{(I.20)}$$

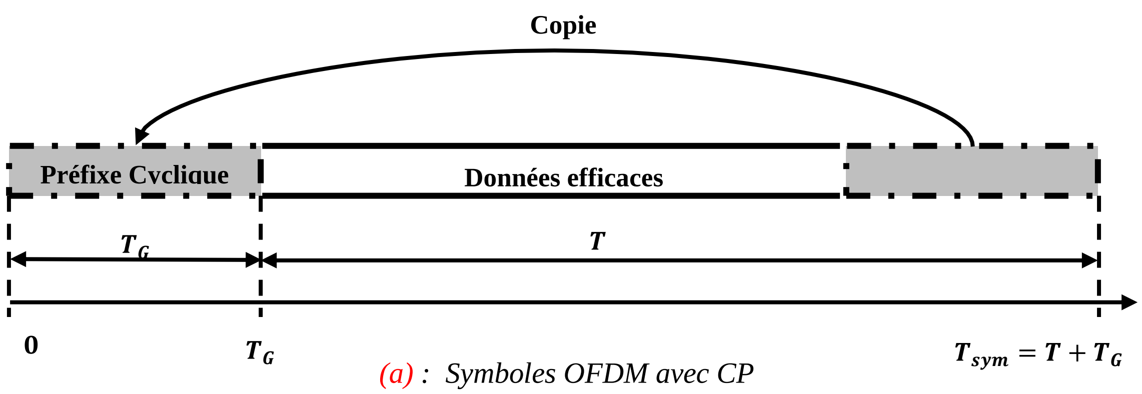
Où : $x[n] = x(nT_d)$, $y[n] = y(nT_d)$, $h[n] = h(nT_d)$ et $w[n] = w(nT_d)$.

En raison de la propagation multi-pathique, l'ISI reste un facteur préjudiciable qui peut compromettre l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans le schéma OFDM. Pour améliorer les performances du signal OFDM et faire face à l'effet ISI, il est essentiel d'insérer un intervalle de garde entre deux symboles OFDM consécutifs, de longueur appropriée pour éviter cet effet.

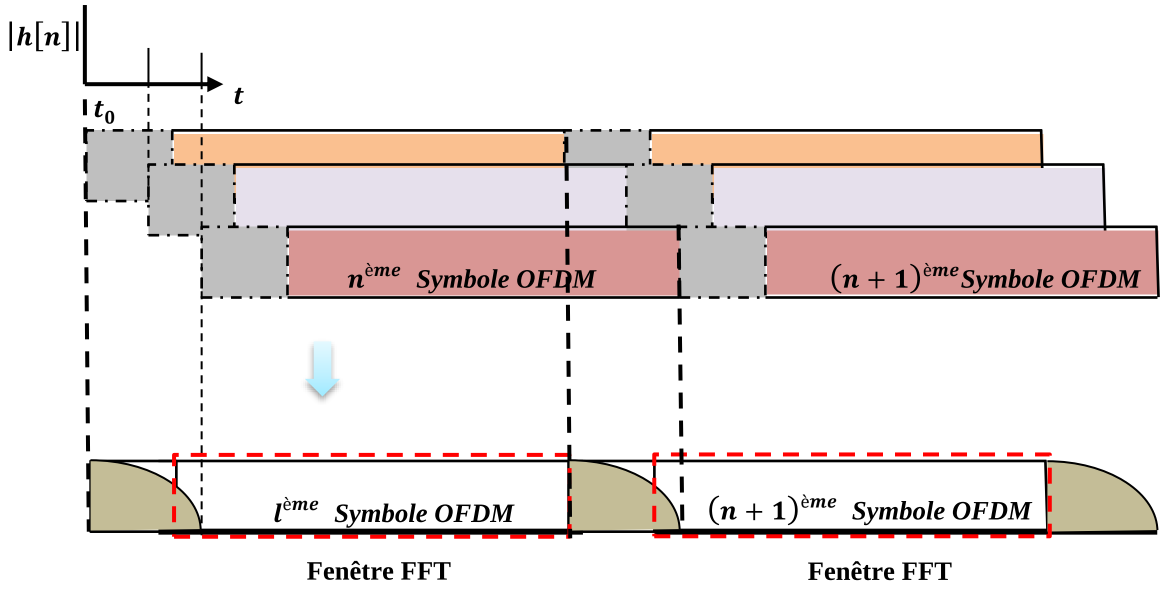
I.11.3. Intervalle de garde (Préfixe Cyclique)

L'intervalle de garde OFDM est inséré grâce à l'extension cyclique du symbole OFDM (pour assurer la continuité) avec un préfixe cyclique (CP) ou un suffixe cyclique (CS). Nous utilisons le CP pour étendre le symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole *OFDM* à l'avant. Ainsi, lorsque $f_d = \frac{1}{T_d}$, alors $\Delta f = \frac{f_d}{N} = \frac{1}{NT_d}$ et $T = NT_d = \frac{1}{\Delta f}$, où : Δf est l'espacement entre les sous-porteuses et T représente la durée du symbole *OFDM* efficace sans intervalle de garde.

La durée effective du symbole OFDM est T, et en ajoutant la *CP* d'une longueur de T_G en termes d'échantillons, les symboles OFDM étendus auront une durée de $T_{sym} = T + T_G$. Pour illustrer ce concept, la Fig.I.23(a) montre un symbole *OFDM* avec une *CP* de longueur T_G. Il est clairement visible dans la Fig.I.23(b) que si la longueur minimale du CP est égale ou supérieure au retard maximal d'un canal à trajets multiples, l'ISI n'aura aucun impact sur la FFT du symbole OFDM suivant, et ses effets négatifs se limiteront à l'intervalle de garde. Cela implique que l'orthogonalité entre chaque sous-porteuse retardée et toutes les autres sous-porteuses est préservée sur une période de T.



(a) : Symboles OFDM avec CP



(b) : Effet ISI d'un canal à trajets multiples sur les symboles OFDM avec une CP de longueur inférieure au retard maximal du canal

Fig.I.23 **:** *Effet d'un canal à trajets multiples sur le signal reçu avec une CP.*

Mathématiquement, nous supposons que la longueur de la CP est plus longue que le retard maximal du canal ; par conséquent, le récepteur OFDM prend la FFT des échantillons reçus pour obtenir :

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)} \quad \text{(I.21)}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h[m]x[n-m] + w[n] \right\} e^{-j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)} \quad \text{(I.22)}$$

$$= H[k]\, X[k] + W[k] \quad \text{(I.23)}$$

Où : $X[k]$, $y[k]$, $H[k]$ et $W[k]$ représentent les composantes de fréquence de la $k^{ème}$ sous-porteuse du symbole transmis, du symbole reçu, de la réponse en fréquence du canal et du bruit, respectivement. La dernière équation dans l'Éq.I.23 implique que le système OFDM peut être simplement envisagé comme la multiplication du symbole d'entrée par la réponse en fréquence du canal dans le domaine fréquentiel. Cela peut être représenté de manière équivalente comme illustré dans la Fig.I.24.

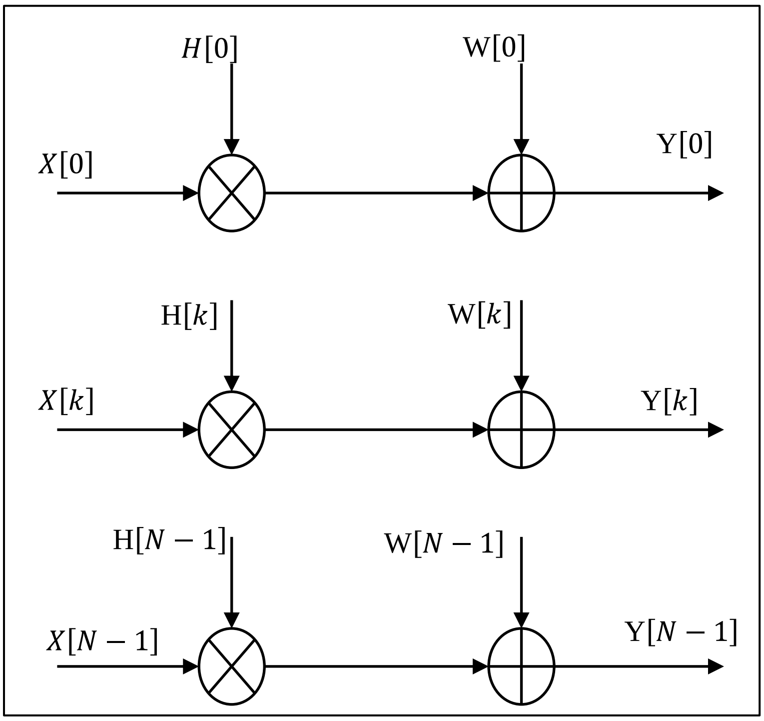


***Fig.I.24** : Modèle équivalent dans le domaine de fréquence d'un système OFDM.*

En attendant, comme le préfixe cyclique offre la possibilité, grâce au concept de convolution circulaire, d'estimer le canal en effectuant simplement la division, dans le domaine fréquentiel, du signal émis par le signal reçu, l'estimation du canal est un processus en une étape, se résumant simplement à $H[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}$.

I.12. Système de transmission OFDM

La technique OFDM consiste à subdiviser la largeur de bande du système en un grand nombre de porteuses individuelles appelées sous-porteuses. Ces sous-porteuses sont dites orthogonales, ce qui signifie qu'idéalement, un symbole transmis sur une sous-porteuse peut être démodulé sans interférer avec les sous-porteuses voisines. Pour mettre en œuvre l'OFDM de manière numérique, les systèmes envoient des données par blocs. Le flux de données original, d'un débit R, est multiplexé en N flux parallèles, chacun ayant un débit de $\frac{R}{N}$. Ainsi, on parle alors de multiplexage fréquentiel, car les données sont transmises simultanément sur N canaux différents.

Les symboles du train de bits traversent d'abord la modulation QAM (ou QPSK, etc.), puis sont acheminés vers le convertisseur série/parallèle. À cet endroit, les bits modulés sont organisés de manière à être introduits en entrée du bloc IFFT. En résultat, nous obtenons des signaux modulés et multiplexés dans le domaine temporel. Toutefois, afin de minimiser les effets indésirables tels que l'ISI et l'ICI, nous insérons un intervalle de garde entre les symboles

OFDM adjacents. La séquence ainsi obtenue est ensuite transmise à travers un convertisseur numérique-analogique et diffusée via le canal radio mobile. À la réception, le signal subit une convolution avec la réponse impulsionnelle du canal, en plus de l'ajout de bruit. Par la suite, le signal reçu est traité par un convertisseur analogique/numérique (CAN). Étant donné que l'ISI ne se manifeste que dans les premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont éliminés avant la démodulation multi-porteuse **[52]**. La partie des échantillons exempte d'ISI est démodulée en utilisant la FFT inverse de l'OFDM. En fin de compte, le flux de données initial est récupéré après une conversion série vers parallèle. Le schéma de transmission simplifié d'un système OFDM est illustré à la Fig.II.25.

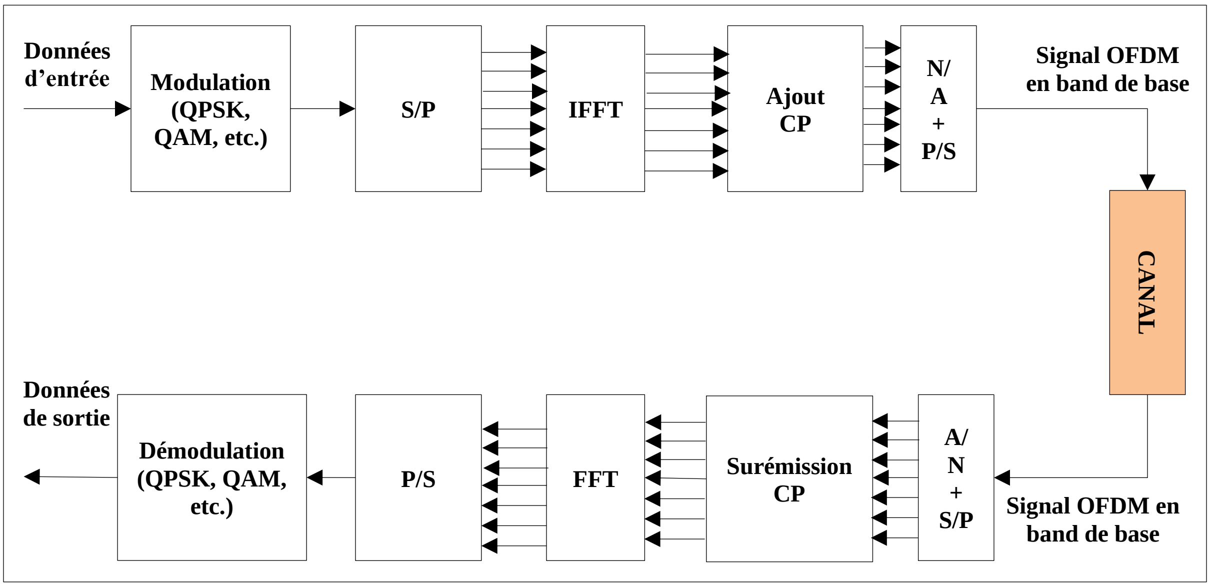


***Fig.I.25** : Schéma de transmission simplifié d'un système OFDM.*

I.13. Avantages et inconvénients de l'OFDM

La Multiplexage par Répartition Orthogonale de Fréquence est une technique de modulation largement utilisée dans les systèmes de communication numérique, notamment dans des applications telles que le Wi-Fi, les réseaux cellulaires 4G/5G, la télévision numérique, et bien d'autres. L'OFDM présente plusieurs avantages et inconvénients :

a. Avantages de l'OFDM :

- Efficacité spectrale élevée : L'OFDM subdivise habilement la bande passante, permettant des débits de données élevés dans une gamme de fréquences, idéal pour les applications haut débit **[13]**.
- Résistance aux atténuations multiples : Les multiples sous-porteuses de l'OFDM atténuent les effets des réflexions et des interférences, assurant une communication sans fil robuste.

- Flexibilité adaptative : L'OFDM peut être ajusté à diverses conditions de canal en modifiant des paramètres tels que le nombre de sous-porteuses et les schémas de modulation, le rendant polyvalent pour différentes applications **[53]**.
- Faible interférence entre les sous-porteuses : Maintient la qualité des sous-canaux même en présence d'interférences, assurant une transmission stable.
- Efficacité énergétique : L'OFDM adapte les niveaux de puissance des sous-porteuses en fonction des conditions du canal, améliorant les performances énergétiques du système.
- Compatibilité avec différents schémas d'accès multiples : Prend en charge plusieurs utilisateurs dans la même bande de fréquence grâce à la compatibilité avec des schémas tels que le CDMA et le TDMA.

b. Inconvénients de l'OFDM et les limitations pour utiliser pour la 5G génération :

Les inconvénients de l'OFDM sont les suivants : Tout d'abord, il présente un rapport de puissance crête/ puissance moyenne élevé avec des signaux OFDM, ce qui signifie que la puissance crête du signal peut dépasser largement la puissance moyenne, entraînant des inefficacités dans l'amplification de puissance et nécessitant des mesures de contrôle supplémentaires pour gérer le PAPR. De plus, les systèmes OFDM nécessitent une synchronisation précise et une gestion rigoureuse du temps entre l'émetteur et le récepteur pour maintenir l'orthogonalité des sous-porteuses, ce qui peut devenir complexe dans des environnements dynamiques. De plus, les décalages de fréquence entre l'émetteur et le récepteur peuvent introduire des interférences entre les sous-porteuses, nuisant aux performances, et leur compensation peut être complexe. Les systèmes OFDM impliquent également un traitement de signal complexe, notamment l'utilisation de Transformées de Fourier Rapides aux deux extrémités, ce qui peut nécessiter des ressources informatiques importantes. Enfin, l'OFDM nécessite généralement des intervalles de garde pour atténuer les interférences inter-symboles dues à la propagation des ondes multiples, ce qui a pour effet de réduire le débit de données effectif.

I.14. Conclusion

Ce chapitre a retracé l'évolution des technologies de communication sans fil, des premières générations jusqu'à la 5G, tout en explorant les services qu'elles ont offerts. Nous avons également examiné les principaux objectifs et défis auxquels la 5G est confrontée. L'architecture du réseau 5G repose sur des technologies fondamentales telles que MIMO et

Massif MIMO, qui apportent d'importants avantages en termes de capacité et de qualité de transmission, ainsi que diverses techniques de chiffrement. Ensuite, nous analysons le chemin de transmission radio, ainsi que les attributs qu'il comporte, et nous avons évoqué les affaiblissements qui influencent la direction des signaux. En outre, nous avons analysé la technologie de modulation OFDM, son mode de fonctionnement et son développement, tout en évaluant ses avantages et inconvénients qui ont motivé la nécessité d'introduire des technologies améliorées pour pallier ces lacunes, notamment l'UFMC et le FBMC. Ces derniers seront examinés en détail dans le prochain chapitre de notre thèse.

CHAPITRE II :

Modulations multi-porteuses à banc de filtres FBMC et UFMC

II. 1. Introduction

Le paysage des communications sans fil a connu une transformation profonde avec l'avènement de la technologie de 5G, ouvrant ainsi une nouvelle ère de connectivité et de capacités de transfert de données. Ce chapitre explore le sujet essentiel des formes d'onde dans le contexte des communications 5G, ainsi que leurs rôles dans la création de l'avenir des réseaux sans fil. Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la formation d'onde du multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence, qui a été l'un des piliers du développement des normes sans fil. Nous avons exploré ses atouts, notamment sa résilience face à la propagation multi-trajets et son utilisation efficace du spectre disponible. Cependant, il présente de nombreux inconvénients, en particulier le rapport crête/moyenne de puissance élevé et les émissions hors bande, qui ont motivé la recherche de technologies alternatives. Dans ce chapitre, l'attention se tourne vers la modulation à multi-porteuse par banc de filtres FBMC, qui exploite la modulation en amplitude en quadrature à décalage d'impulsions (OQAM) pour atténuer les inconvénients de l'OFDM. Nous explorons comment le FBMC améliore le confinement spectral et favorise la coexistence avec les systèmes voisins, en faisant ainsi un candidat prometteur pour les applications 5G. Cependant, FBMC présente de nombreux inconvénients, le plus important étant la complexité informatique et structurelle. Enfin, nous présentons la technologie de modulation à multi-porteuse à base de filtre universel UFMC, une solution captivante pour les communications 5G avec des avantages uniques, tels que la réduction des émissions hors bande, l'adaptabilité aux conditions de canal variables et la compatibilité avec les systèmes hérités. Le potentiel de l'UFMC pour relever les défis posés à la fois par l'OFDM et le FBMC en fait une perspective séduisante dans le domaine toujours en évolution des communications sans fil. Tout au long de ce chapitre, nous visons à révéler ces technologies de forme d'onde et leurs implications pour le paysage moderne des communications sans fil.

II. 2. Modulation multi-porteuse à base de bancs de filtres

FBMC, une technique de transmission multi-porteuse combinée à la modulation d'amplitude en quadrature, permet de réduire les interférences inter-symboles et inter-porteuses par rapport à l'OFDM. FBMC introduit un ensemble de filtres pour appliquer un filtre commun, connu sous le nom de filtre prototype (PF), à chaque sous-porteuse individuelle. En utilisant une conception de filtre prototype, le préfixe cyclique peut être éliminé, ce qui permet d'améliorer le positionnement temporel et fréquentiel des sous-porteuses **[54]**. La Fig.II.1 illustre la distinction principale entre les schémas OFDM et FBMC.

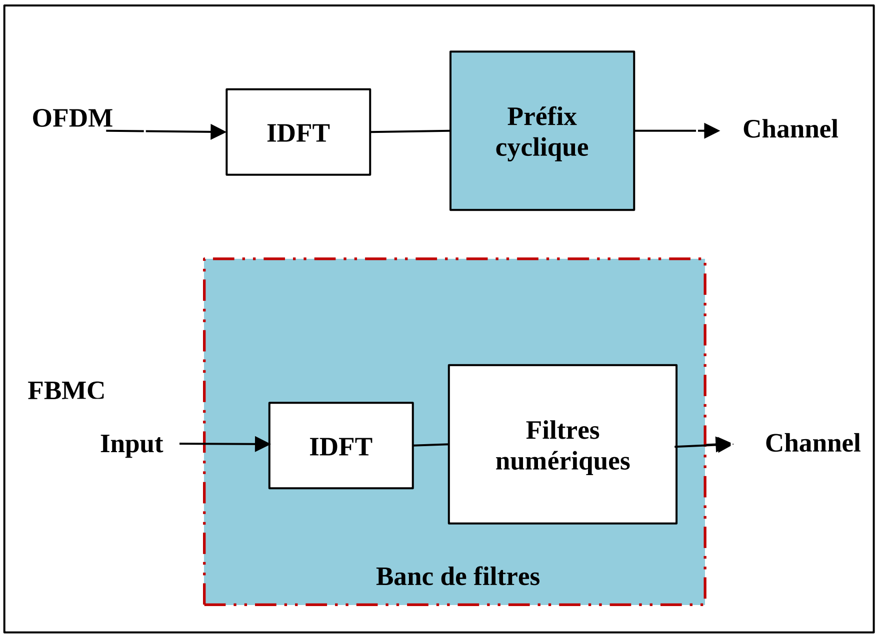


Fig.II.1 *: Modulation Multi-Porteuse OFDM et FBMC.*

II. 2. 1. Principe de la modulation FBMC/OQAM

FBMC/OQAM, en tant que méthode de modulation multi-porteuse, fragmente le spectre global en plusieurs sous-canaux, avec une largeur de bande inversement proportionnelle au nombre de sous-canaux. Lorsque le nombre de ces sous-canaux est élevé, la largeur de bande de chacun d'eux devient suffisamment étroite, c'est-à-dire plus petite que la cohérence du canal, ce qui permet de considérer qu'ils sont approximativement plats. La Fig.II.2 illustre une comparaison entre OFDM et FBMC/OQAM, et la distinction fondamentale entre ces deux types de modulation réside dans leurs caractéristiques de fuites spectrales. Conformément à ce que montre la Fig.II.2, dans le domaine fréquentiel, la modulation OFDM présente des lobes latéraux significatifs, tandis que la modulation FBMC présente des lobes latéraux pratiquement négligeables.

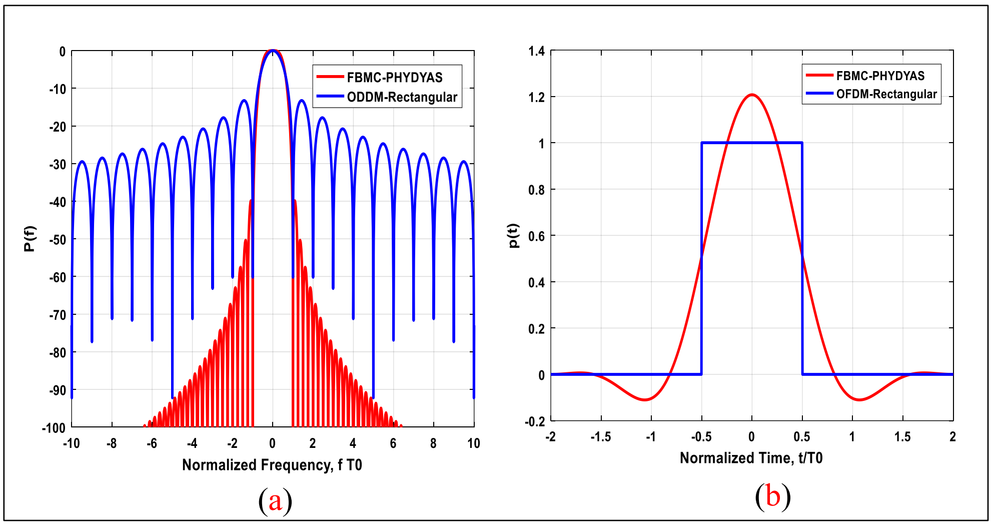


***Fig.II.2* : Réponses fréquentielles (a) et réponses temporelles (b) de l'OFDM et de la FBMC/OQAM.**

Dans FBMC/OQAM, un flux de données à haut débit est fragmenté en N flux de données parallèles à faible débit, qui sont ensuite transmis sur N sous-porteuses rapprochées, avec un espacement de fréquence uniforme $\Delta f = \frac{1}{T}$ (où T est la période du symbole). Le premier avantage du système FBMC/OQAM est la transmission de symboles OQAM au lieu des symboles QAM traditionnels **[55]**. Cette différence réside dans une simple conversion complexe en réel, qui se traduit par un demi-symbole de décalage de période $T/2$ entre la partie réelle (en phase) et la partie imaginaire (en quadrature) d'un symbole QAM donné, comme le montre Fig.II.3. Notez que si un décalage est appliqué à la partie imaginaire sur la sous-porteuse n, c'est la partie réelle sur la sous-porteuse suivante $n + 1$ qui sera retardée.

Le deuxième avantage est l'utilisation d'un filtre de transmission différent de la fonction de porte utilisée en OFDM et couvrant plusieurs symboles multi-porteuses. Différentes formes d'onde ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles celle présentée par Bélanger dans **[56]** est la plus utile et utilisée dans le projet européen PHYDYAS. La Fig.II.4 montre les configurations de base de l'émetteur et du récepteur pour un système FBMC/OQAM.

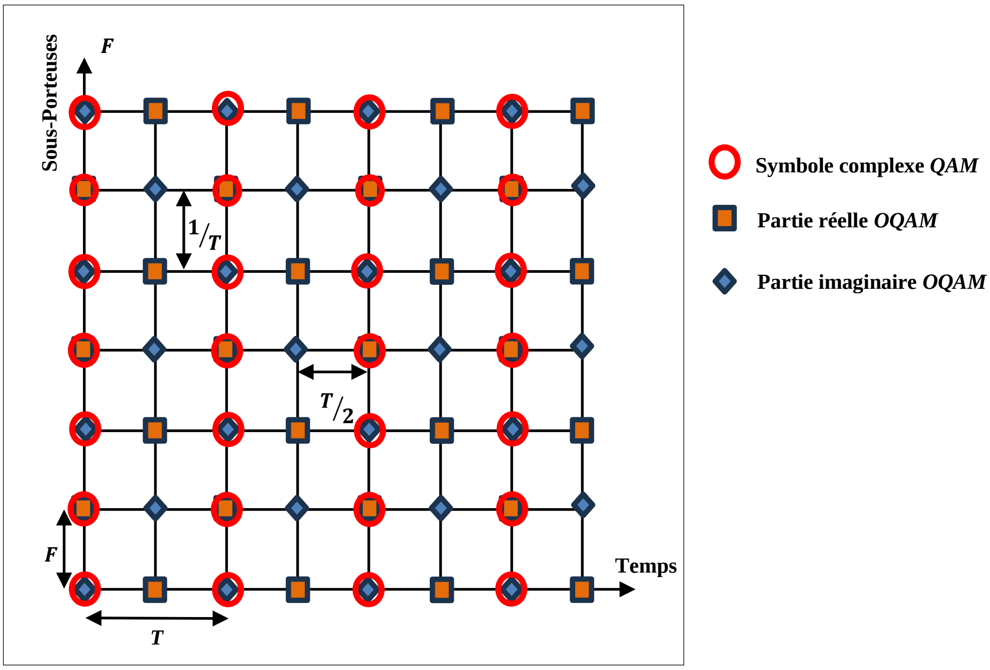


Fig.II.3 **:** *Mappage des symboles FBMC/OQAM et OFDM sur les sous-porteuses.*

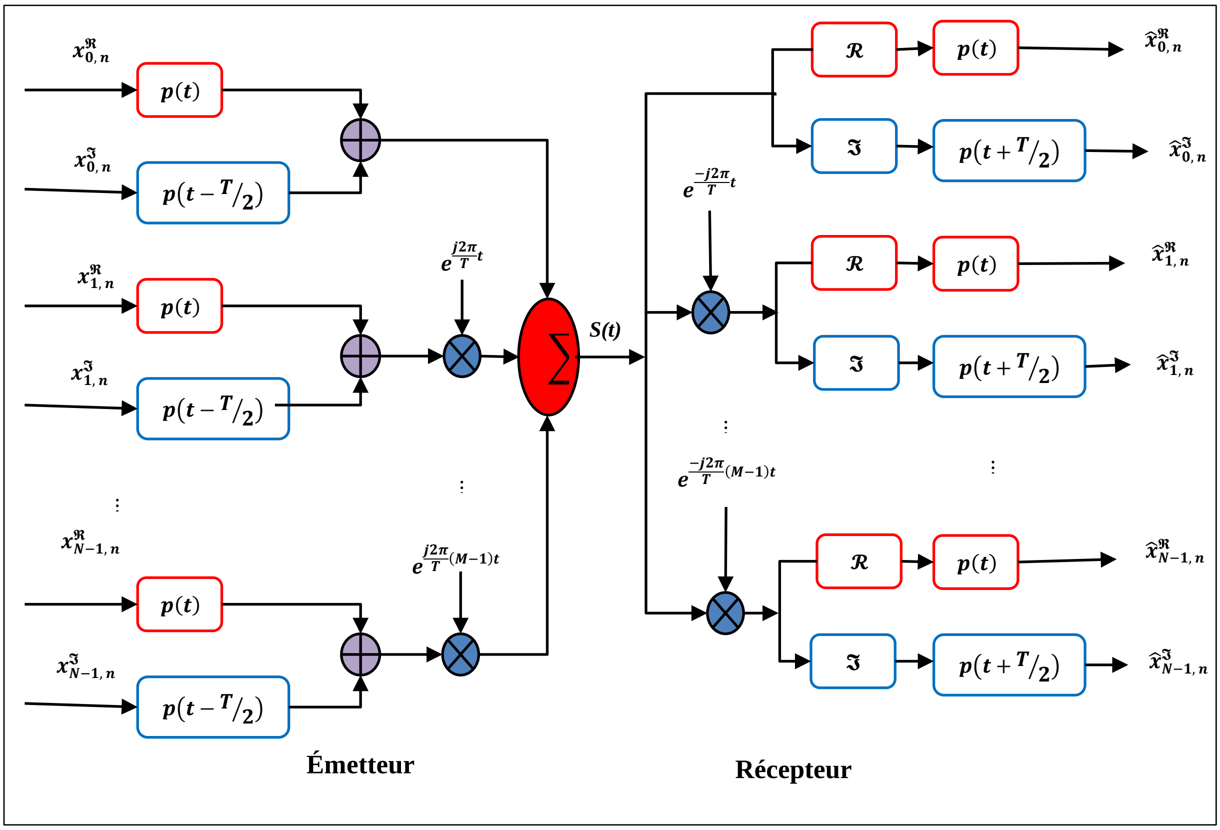


Fig.II.4 **:** *Configuration de l'émetteur et récepteur d'un système FBMC/OQAM.*

Le système FBMC repose sur une étape de synthèse et une étape d'analyse pour gérer la transmission et la réception des signaux. Vous trouverez ci-dessous une explication plus détaillée de ces étapes et de leurs composants :

1. Étape de synthèse :

Dans l'émetteur, l'étape de synthèse consiste à préparer le signal pour la transmission. Cette étape comprend les éléments suivants :

- Prétraitement OQAM : C'est la première étape où les données sont préparées pour être transmises en utilisant une modulation OQAM. Cette modulation est particulièrement adaptée aux systèmes FBMC.
- Banc de filtres de synthèse : Ce banc de filtres décompose le signal en différentes composantes pour chaque sous-porteuse. Chaque composante est ensuite modulée et combinée pour former le signal composite à transmettre.

2. Étape d'analyse :

Dans le récepteur, l'étape d'analyse est responsable de la récupération du signal d'origine à partir des composantes reçues de chaque sous-porteuse. Cette étape comprend les éléments suivants :

- Banc de filtres d'analyse : C'est le composant clé dans cette étape. Il est utilisé pour décomposer le signal reçu en ses composantes individuelles, correspondant à chaque sous-porteuse.
- Post-traitement OQAM : Après la décomposition, le post-traitement OQAM est effectué pour récupérer les données originales.

En bref, le banc de filtres de synthèse est utilisé pour préparer le signal en émission, tandis que le banc de filtres d'analyse est utilisé pour reconstruire le signal d'origine en réception. Ces étapes de synthèse et d'analyse sont essentielles dans le système FBMC pour assurer une transmission efficace des données tout en minimisant les interférences entre les sous-porteuses **[49]**. La Fig.II.5 que vous avez mentionnée dans votre texte représente la structure globale de la technique FBMC/OQAM, montrant comment ces composants sont interconnectés dans l'émetteur et le récepteur.

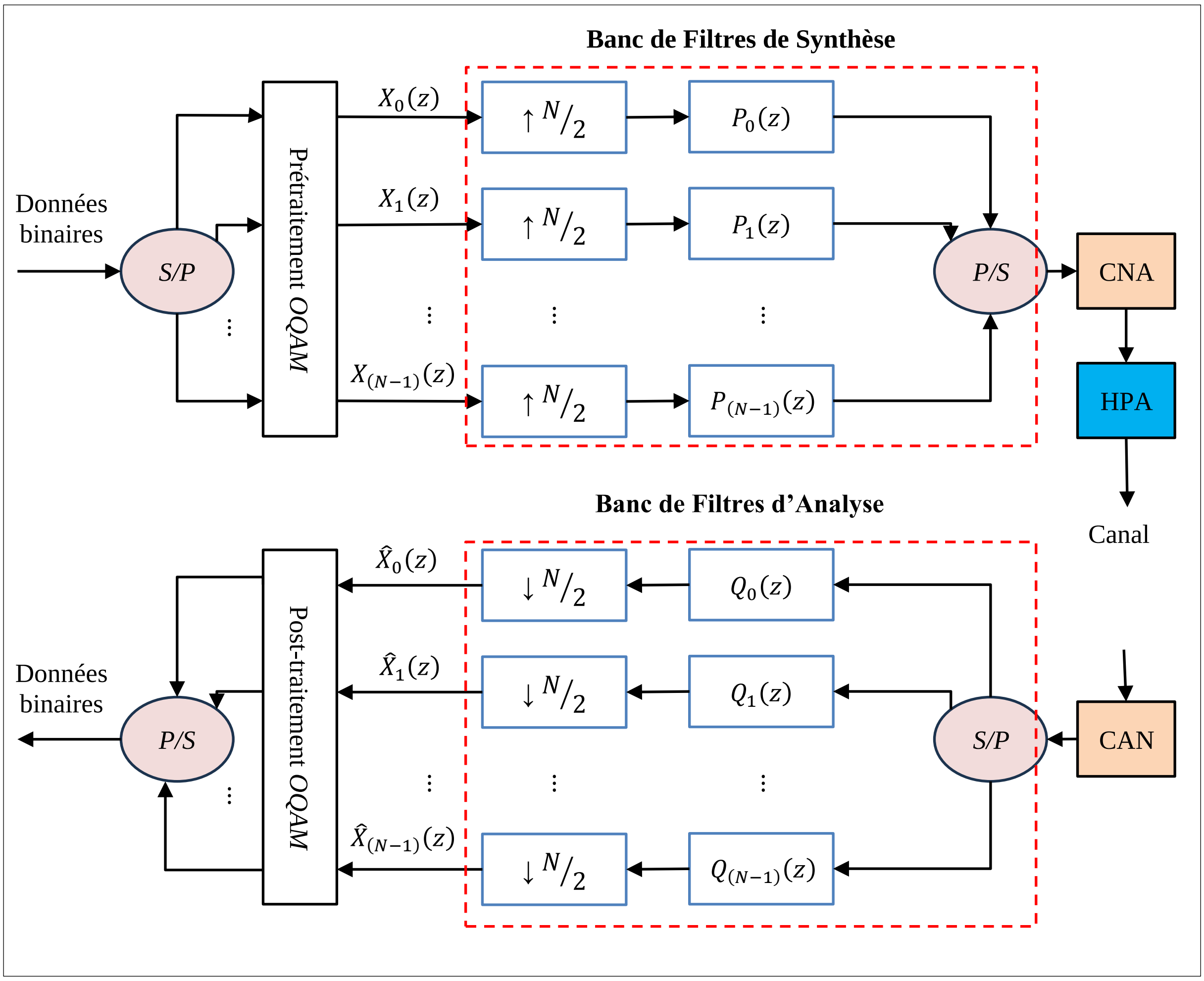


Fig.II.5 : La configuration fondamentale d'un système FBMC/OQAM.

Comme illustré dans la Fig. II. 5, le système SFB (Synthesis Filter Bank) se présente sous une forme directe qui comprend N sur-échantillonneurs et N filtres de synthèse. Dans cette configuration, les signaux d'entrée, notés $X_i(z)$, subissent initialement une sur-échantillonnage par un facteur de $\frac{N}{2}$, puis ils sont filtrés à travers les filtres de synthèse $P_i(z)$. Le signal de sortie du SFB, noté $Y(z)$, est généré en sommant tous les sous-signaux résultants.

De manière similaire, une AFB (Analysis Filter Bank) sous forme directe est construit à l'aide de N filtres d'analyse et de N sous-échantillonneurs. Le signal d'entrée $Y(z)$ est d'abord filtré par les filtres d'analyse $Q_i(z)$, qui sont identiques à ceux de la synthèse, puis les signaux résultants sont sous-échantillonnés avec un facteur de $\frac{N}{2}$ pour former les signaux de sortie estimés $\hat{X}_i(z)$.

II.2.2 Mise en œuvre de la polyphase de la banc de filtres

Les systèmes FBMC utilisent une méthode efficace appelée mise en œuvre polyphasée. Introduite par Bellanger il y a plus de trois décennies, la représentation polyphasée sert d'outil

essentiel dans le domaine du traitement numérique de signaux multi-rate. Elle offre une simplification significative pour l'analyse théorique et une mise en œuvre computationnellement efficace dans diverses applications de filtrage. Cette section expose les principes fondamentaux de cette approche de mise en œuvre.

II.2.2.1 Représentation polyphasée.

Considérez $G(z)$ est un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) de coefficients $L = KN$, où K et N sont des valeurs données.

$$G(Z) = \sum_{l=0}^{L-1} g(l) Z^{-l} \tag{II.1}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} g(KN+n) Z^{-(KN+n)} \tag{II.2}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \underbrace{\left[\sum_{k=0}^{K-1} g(KN+n) Z^{-KN)}\right]}_{E_n[Z^N]} Z^{-n} \tag{II.3}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \underbrace{E_n[Z^N]}_{composants\ polyphasés} Z^{-n} \tag{II.4}$$

Où L est la longueur du filtre prototype, N est étant le nombre de sous-porteuses and K est le facteur de recouvrement, la Fig.II.6 montre la mise en œuvre polyphasée du filtre G[z].

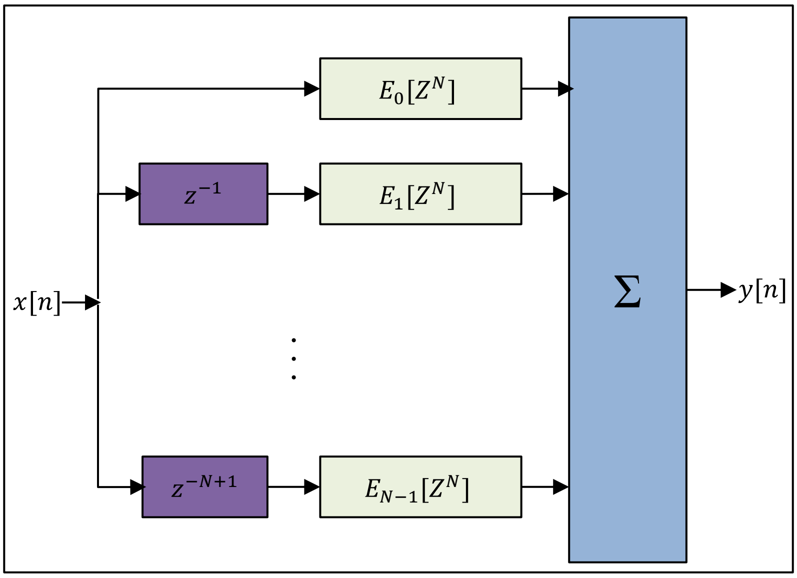


Fig.II.6 **:** *La mise en œuvre polyphasée du filtre G[z].*

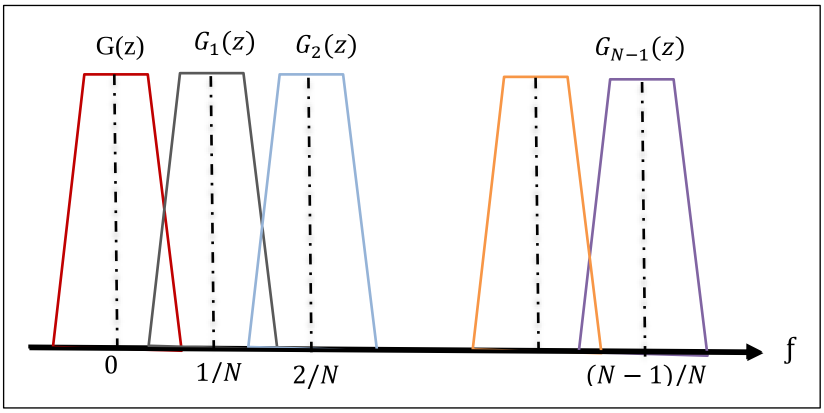


***Fig.II.7 :** Une réponse générale pour un banc de filtres DFT uniforme à N filtres.*

Maintenant, laissez $G_i(z)$ être une réplique du filtre $G(z)$ décalé de i/N dans le domaine fréquentiel.

$$G_i(z) = \sum_{l=0}^{L-1} g(l)\, e^{j\frac{2\pi}{N}il}\, Z^{-l} \tag{II.5}$$

En utilisant la représentation polyphasée, $\mathrm{G_i(z)}$ devient :

$$\mathrm{G_i(z)} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} g(KN+n) e^{j\frac{2\pi}{N}i(KN+n)}\, Z^{-(KN+n)} \tag{II.6}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}in}\, E_n[Z^N]\, Z^{-n} \tag{II.7}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} w^{-in}\, E_n[Z^N]\, Z^{-n} \tag{II.8}$$

Ou $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.

Un banc de filtres uniforme est obtenu en décalant la réponse de $G(z)$, appelée "filtre prototype", sur l'axe des fréquences. En considérant tous les décalages multiples de $1/N$, comme la montre la Fig.II.7, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_1(z) \\ \vdots \\ G_{N-1}(z) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W^{-1} & & W^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-(N-1)} & \cdots & W^{-(N-1)^2} \end{bmatrix}}_{IDFT_N} \underbrace{\begin{bmatrix} E_0[z^N] \\ Z^{-1}E_0[z^N] \\ \vdots \\ Z^{-(N-1)}E_{N-1}[z^N] \end{bmatrix}}_{PPN} \tag{II.9}$$

Afin de réduire la complexité de la mise en œuvre et d'éviter le traitement à un taux d'échantillonnage élevé, nous allons exploiter les "identités nobles" décrites dans la référence **[57]**, qui sont des égalités à plusieurs niveaux. En utilisant ces identités en conjonction avec

l'èq.II.9, nous pouvons parvenir à la structure polyphasée du banc de filtres de synthèse, comme illustré dans la Fig.II.8. Les signaux d'entrée $x_i[n]$ passent d'abord par une IDFT d'ordre N, puis sont filtrés par les composants polyphasés C_n $[z^N]$, sur-échantillonnés par un facteur de N, avant de traverser une chaîne de retards. Les Fig.II.8 et II.9 présentent respectivement les configurations polyphasées du SFB et de l'AFB. Pour des instructions détaillées sur la façon d'accéder aux deux figures, veuillez consulter les références **[49, 57]**.

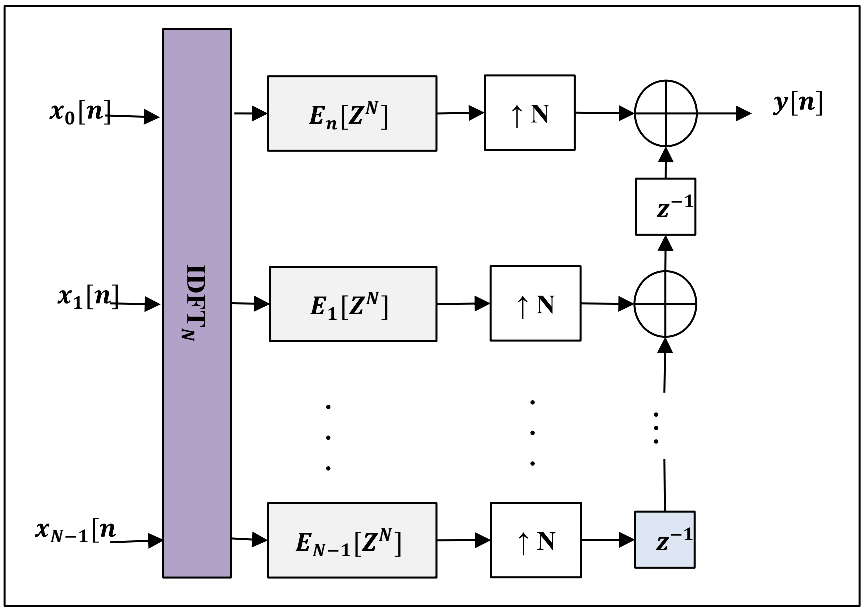


Fig.II.8 **:** *Mise en œuvre polyphasée d'un banc de filtres de synthèse.*

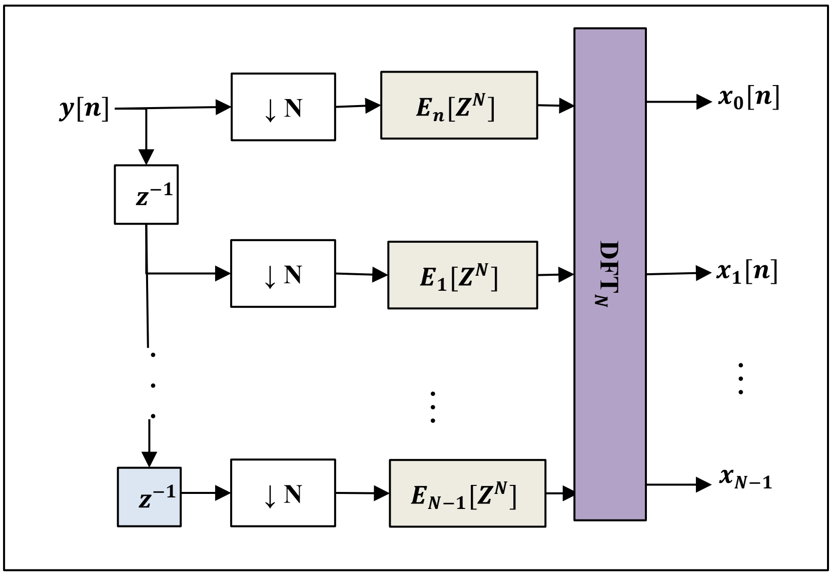


Fig.II.9 **:** *Mise en œuvre polyphasée d'une banc de filtres d'analyse.*

II. 2. 3. Avantages et inconvénients de FBMC par rapport à OFDM

Voici les avantages et les inconvénients de FBMC par rapport à OFDM dans le contexte de la 5G :

a. Les avantages de *FBMC* :

Le FBMC offre plusieurs avantages par rapport à l'OFDM.

- Amélioration de l'efficacité spectrale grâce à la réduction des intervalles de garde et à la minimisation des interférences entre les sous-porteuses.
- Utilisation plus efficace de la bande passante.
- Émissions hors bande réduites, minimisant les interférences avec les canaux adjacents.
- Favorise une coexistence spectrale harmonieuse dans les bandes de fréquences congestionnées.
- Sélectivité en fréquence permettant une adaptation aux bandes de fréquences spécifiques et aux conditions du canal.
- Amélioration des performances dans des environnements sujets à une atténuation sélective ou des interférences.
- Propriétés de filtrage du FBMC atténuant les interférences provenant d'utilisateurs adjacents ou de sources externes, ce qui améliore les performances du système.

a. Les inconvénients de *FBMC* :

Le FBMC présente plusieurs inconvénients comparés à l'OFDM. Tout d'abord, il est associé à une complexité de mise en œuvre plus élevée, ce qui peut entraîner une consommation d'énergie accrue et des besoins matériels plus importants. De plus, son manque d'interopérabilité avec les systèmes existants, tels que le LTE, peut rendre la transition vers la 5G plus complexe, nécessitant potentiellement une infrastructure entièrement nouvelle. De plus, le FBMC n'a pas été largement adopté par l'industrie, contrairement à l'OFDM qui est déjà largement utilisé dans la 4G LTE et d'autres systèmes sans fil. Le FBMC peut également présenter un PAPR élevé, ce qui peut nécessiter des mesures supplémentaires pour gérer les niveaux de puissance de crête. En outre, il impose des exigences de synchronisation plus strictes par rapport à l'OFDM, ce qui peut être un défi dans certaines situations de déploiement. Enfin, le FBMC n'a pas bénéficié de la même recherche et normalisation que l'OFDM, ce qui se traduit par moins de ressources disponibles et un chemin potentiellement plus long vers la maturité et le déploiement.

II. 3. Modulation multi porteuses à base de filtre universel

UFMC est un schéma de modulation et d'accès multiple qui relève de la catégorie plus large des techniques de modulation multi-porteuse. Il a été proposé comme candidat potentiel pour les futurs systèmes de communication sans fil, en particulier dans le contexte de la 5G et au-delà, afin de répondre aux limites du OFDM traditionnel en termes d'efficacité spectrale et de gestion des interférences.

II. 3. 1. Motivation de la technique UFMC

L'une des principales caractéristiques qui distinguent ces applications 5G est la capacité de prendre en charge un plus grand nombre de consommateurs avec des débits de données plus élevés, tout en réduisant simultanément la consommation d'énergie et en garantissant une latence extrêmement faible **[9]**. Pour surmonter ces inconvénients, l'UFMC est l'une des techniques de modulation multi-porteuse les plus rentables recommandées pour les systèmes 5G, car elle combine les principaux avantages de l'OFDM et du FBMC **[6]**. De plus, le filtrage total de la bande est garanti en OFDM. Elle est réalisée par sous-porteuse en FBMC, tandis que le groupe de sous-porteuses est filtré ensemble en UFMC. Il est important de souligner que l'opération de filtrage permet d'augmenter la robustesse vis-à-vis des erreurs synchronisées existantes. Cela peut être fait en contrôlant le rayonnement OOB (Out of Band) **[58]**. De même, dans les communications à courte portée, le système UFMC est préférable au système FBMC **[9, 10]**. Cela est dû à ses petits lobes latéraux, dans lesquels l'UFMC a un meilleur TEB que le FBMC et l'OFDM. Par conséquent, il ne nécessite aucun ajout de préfixe cyclique **[11]**, même s'il peut être utilisé pour améliorer la protection contre les interférences entre symboles **[59]**. Aussi, selon plusieurs travaux antérieurs utilisant les convertisseurs de paquets hybrides analogiques/numériques **[60, 61]**, un avantage significatif de la modulation UFMC réside dans sa capacité à être combinée avec les technologies MIMO pour les liaisons sans fil aux fréquences porteuses mmWave. Il a également plusieurs applications du monde réel, notamment dans le domaine de l'internet des objets **[62]**, le domaine machine à machine (M2M), le domaine véhicule à véhicule (V2V) et le domaine appareil à appareil **[9, 63]**.

II. 3. 2. Définition de la technique du modulation UFMC

UFMC est un schéma de modulation et de forme d'onde utilisé dans les systèmes de communication sans fil initialement proposés par Alcatel-Lucent **[64]**. L'UFMC est un type de modulation multi-porteuse, similaire au OFDM, mais avec quelques différences dans sa

conception et ses caractéristiques de performances. Il s'agit d'une forme d'onde candidate pour la 5G et au-delà, conçue pour relever certains des défis posés par les systèmes OFDM traditionnels **[6]**. Dans UFMC, le signal transmis est divisé en plusieurs sous-porteuses, chaque groupe de sous-porteuses étant modulée à l'aide d'une forme d'onde filtrée. L'idée clé de l'UFMC est d'appliquer un ensemble de bancs de filtres à chaque groupe de sous-porteuses, permettant ainsi un degré plus élevé de flexibilité dans la mise en forme des formes d'onde des sous-porteuses. Ce filtrage aide à contrôler les émissions hors bande et l'efficacité spectrale de la transmission, rendant l'UFMC potentiellement plus efficace dans les scénarios où les ressources spectrales sont limitées **[65]**.

II. 3. 3. Principe de la modulation UFMC

En général, la modulation UFMC est considérée comme une généralisation de la modulation Filtered OFDM (F-OFDM) **[66]**. La technique de modulation UFMC combine les avantages des techniques de modulation FBMC et OFDM **[65]**; en OFDM, le filtrage se fait sur toute la bande ; en FBMC, le filtrage est effectué sur des sous-porteuses individuelles (sous-bandes individuelles) ; alors qu'en UFMC, le filtrage se fait sur un groupe de sous-porteuses (Fig.II.10). Il est important de souligner que l'opération de filtrage permet d'augmenter la robustesse vis-à-vis des erreurs synchronisées existantes. Cela peut être fait en contrôlant le rayonnement OOB **[58]**.

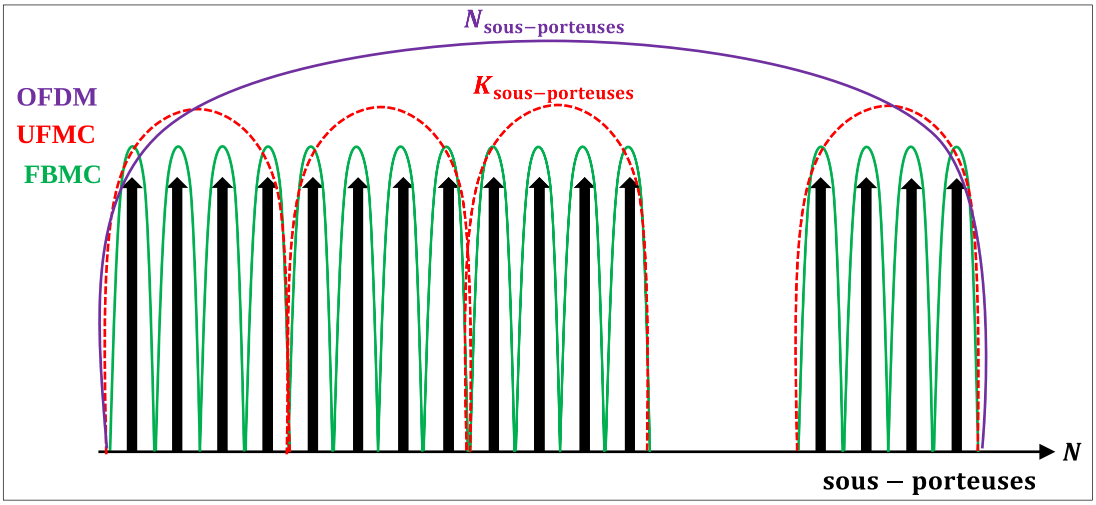


***Fig.II.10** : Différentes formes de filtrage des sous-porteuses.*

En effet, le système UFMC présente une complexité de conception moins coûteuse. Par conséquent, la Fig.II.11 montre le schéma fonctionnel de l'émetteur correspondant à la chaîne de transmission UFMC la plus simple.

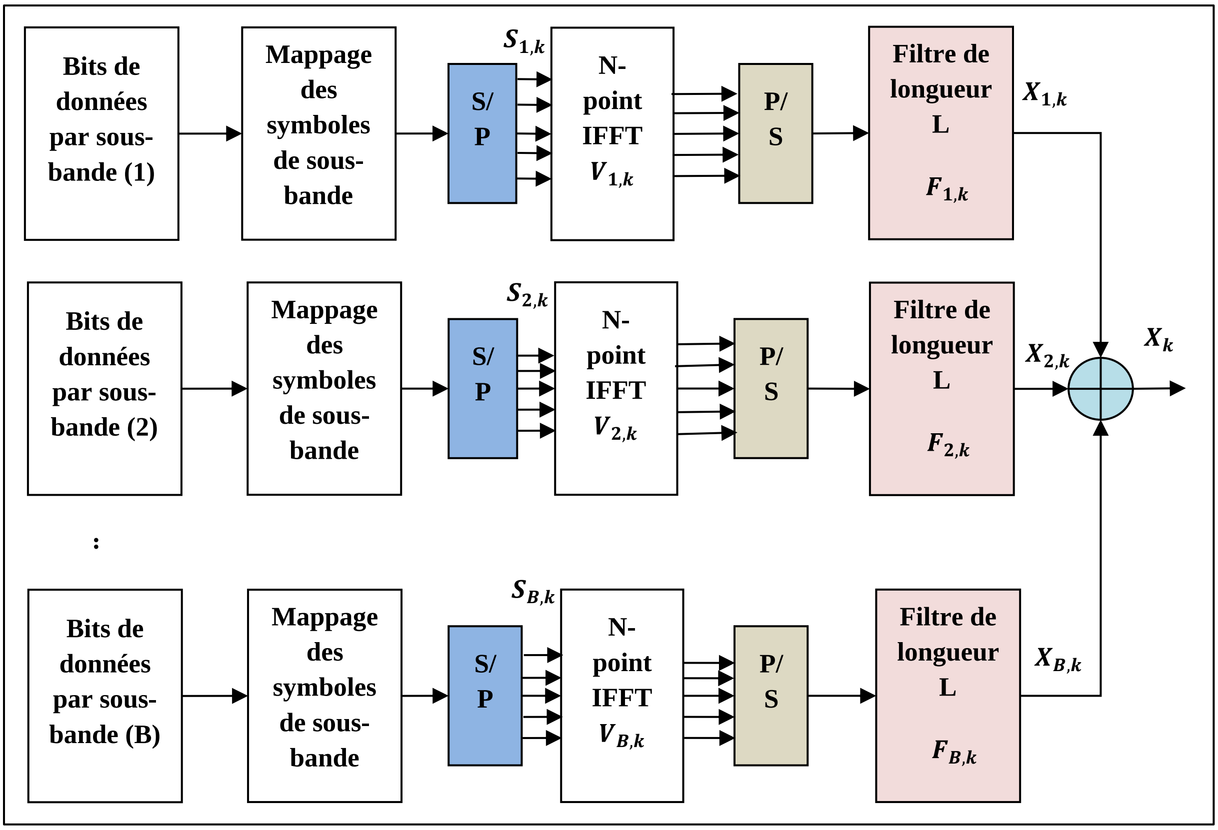


***Fig.II.11** : Schéma bloc de l'émetteur UFMC.*

Soit N le nombre de sous-porteuses apparaissant dans la bande globale où ces dernières sont équitablement réparties en B sous-bandes. Ici, k est le nombre de sous-porteuses dans chaque sous-bande et chaque sous-bande est filtrée par N-point-IFF. Supposons à nouveau que L soit la longueur de mise en forme du filtre de chaque sous-bande. Il peut être différent pour chacun et il est ajouté pour réduire l'émission spectrale OOB. Dans le système UFMC, les signaux transmis sont générés à travers les différents types de fenêtres telles que celle de Chebyshev, Kaiser, Hamming, Hanning, etc. avec l'atténuation paramétrée des lobes latéraux **[67]**. Dans cette thèse, les performances obtenues par le système UFMC seront examinées en termes de compromis entre réduction du PAPR et TEB en présence des effets respectifs des fenêtres. Comme la montre la Fig.II.11, le signal transmis dans le domaine temporel est exprimé en additionnant tous les signaux de sous-bande filtrés comme suit.

$$X_k = \sum_{i=1}^{B} F_{i,k} V_{i,k} S_{i,k} \qquad \text{(II.10)}$$

Où :

$$S_i = \left[(s_i^1)^T \, (s_i^2)^T \cdots \left(s_i^{k_i}\right)^T \right]^T \qquad \text{(II.11)}$$

$$V_i = diag\left[(V_i^1)(V_i^2)\cdots(V_i^{k_i})\right] \quad \text{(II.12)}$$

$$F_i = \left[(F_i^1)(F_i^2)\cdots(F_i^{k_i})\right] \quad \text{(II.13)}$$

Où $S_{i,k}$ spécifie les flux de données en bande de base à envoyer sur la $i^{ème}$ sous-bande où $1 \leq i \leq B$. De plus, $V_{i,k}$ est la matrice IFFT Toeplitz dans laquelle $F_{i,k}$ est la réponse impulsionnelle du filtre RIF ayant la longueur L, conduisant ainsi à la présence d'un processus de convolution linéaire **[68]**.

La Fig.II.12(a) présente la densité spectrale de puissance du signal UFMC. Cette configuration utilise 20 sous-bandes contenant chacune 40 sous-porteuses dans une seule sous-bande. Les filtres sont adaptés en fonction de la largeur des sous-bandes et se situent dans la plage de CP. Plus précisément, des filtres de type "Dolph- Chebyshev " sont appliqués avec des paramètres de conception spécifiques, à savoir une longueur d'ordre de 43 et une atténuation des lobes latéraux de 40 dB. Dans la Fig.II.12(b), la densité spectrale de puissance du signal généré par un système UFMC est comparée à celle d'un système OFDM. Il est clairement observable que l'utilisation de la technique de modulation UFMC résout efficacement le problème de fuite spectrale couramment associé à la modulation OFDM.

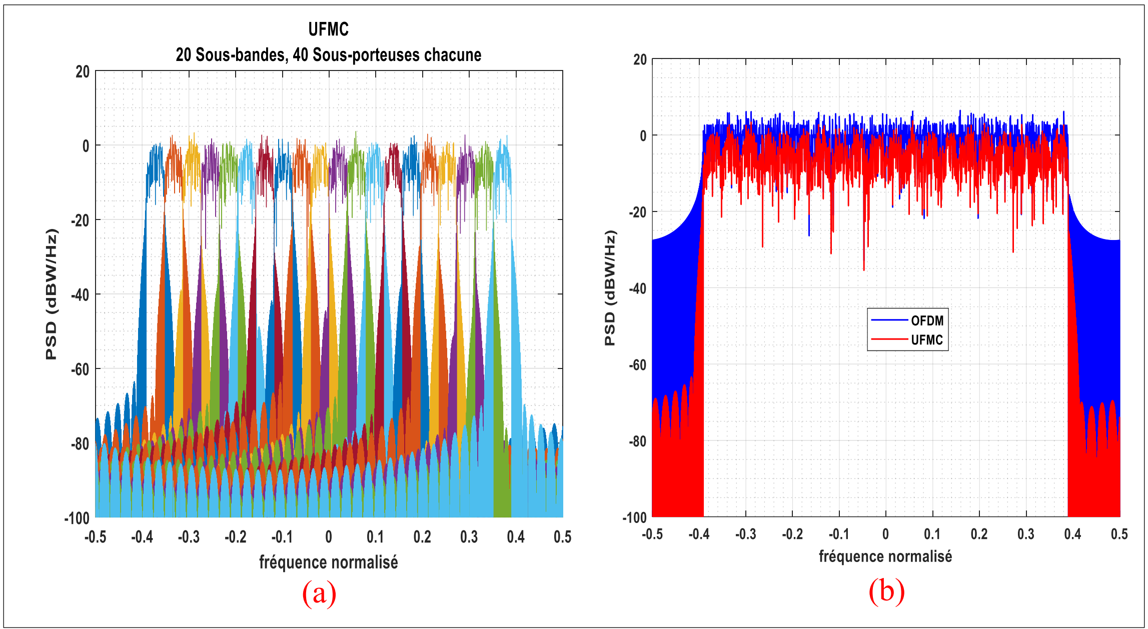


***Fig.II.12 :** Densité spectral de puissance du signal UFMC.*

Le vecteur de signal reçu peut s'écrire sous la forme **[69]**:

$$Y = X + n \quad \text{(II.14)}$$

Où n est un vecteur de bruit gaussien complexe additif de matrice de covariance $\sigma_n^2 I$.

Le filtrage dans UFMC est utilisée pour réduire les émissions hors bande OOB et, par conséquent, minimiser l'interférence entre porteuses. Dans la référence **[70]**, l'utilisation du préfixe nul ZP (Zero Padding) dans UFMC est employée pour prévenir l'interférence entre symboles. Dans de tels cas, la longueur du filtre doit être inférieure ou égale à la longueur du ZP **[7]**. Bien que l'ajout de ZP introduise une surcharge temporelle supplémentaire, cela améliore les performances dans les environnements multi-trajets. Le modèle de système n'intègre pas de préfixe cyclique, ce qui se traduit par une meilleure efficacité spectrale par rapport à l'OFDM.

Le filtrage par sous-bande dans UFMC génère un spectre plus large, ce qui réduit la longueur du filtre, rendant ainsi UFMC adapté aux transmissions de courte durée. La complexité de mise en œuvre d'UFMC est nettement inférieure à celle de la FBMC. La Fig.II.13 illustre le récepteur UFMC. La longueur du symbole reçu dans UFMC est déterminée par la somme de la longueur de la transformation de Fourier rapide FFT (N) et de la longueur du filtre (L) moins un "$N + L - 1$". Au récepteur, "$N - L - 1$" zéros sont ajoutés, et les symboles de données d'UFMC sont récupérés à l'aide d'une FFT à $2N$ points. Comme l'ISI est présent dans toutes les sous-porteuses impaires, seuls les bits pairs de la FFT à $2N$ points sont pris en compte pour la récupération des données **[7, 67]**.

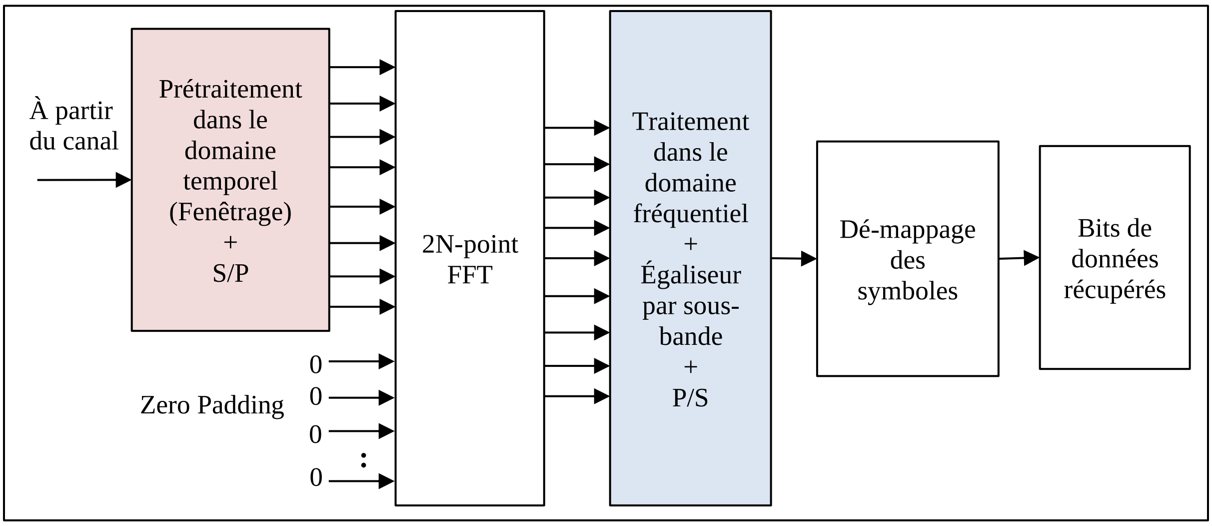


***Fig.II.13 :** Schéma bloc de la récepteur UFMC.*

Dans le contexte de l'UFMC, il est courant d'utiliser un processus d'égalisation par appliquer la matrice d'équation ZF (Zero Forcing) au vecteur reçu, ce qui permet de récupérer les symboles reçus qui ont été perturbés de manière orthogonale.

$$W_{ZF} = H^H \quad \text{(II.15)}$$

II. 3. 4. MIMO UFMC

La Fig.II.14 illustre le système MIMO UFMC. Dans ce schéma, nous observons que le signal traverse une série d'étapes du côté de l'émetteur, et ce processus commence par la partition de la largeur de bande totale en plusieurs sous-bandes de largeur égale $'B'$. Ensuite, reproduire le système UFMC conventionnel. Enfin, les signaux résultants de chaque filtre sont transmis à travers un système MIMO, composé de N_T antennes lors de la transmission et de N_R antennes lors de la réception **[71]**. Le vecteur x du signal UFMC transmis est exprimé par l'éq.II.10 mentionnée précédemment, côté récepteur le signal reçu peut être exprimé par l'équation suivante.

$$Y = XH + n \tag{II.16}$$

Les variables Y et X représentent respectivement les vecteurs reçus et émis par les antennes émettrices et réceptrices, et H est la matrice de canal des antennes $N_T \times N_R$ contenant le gain complexe caractérisant la transmission entre les différentes paires d'antennes.

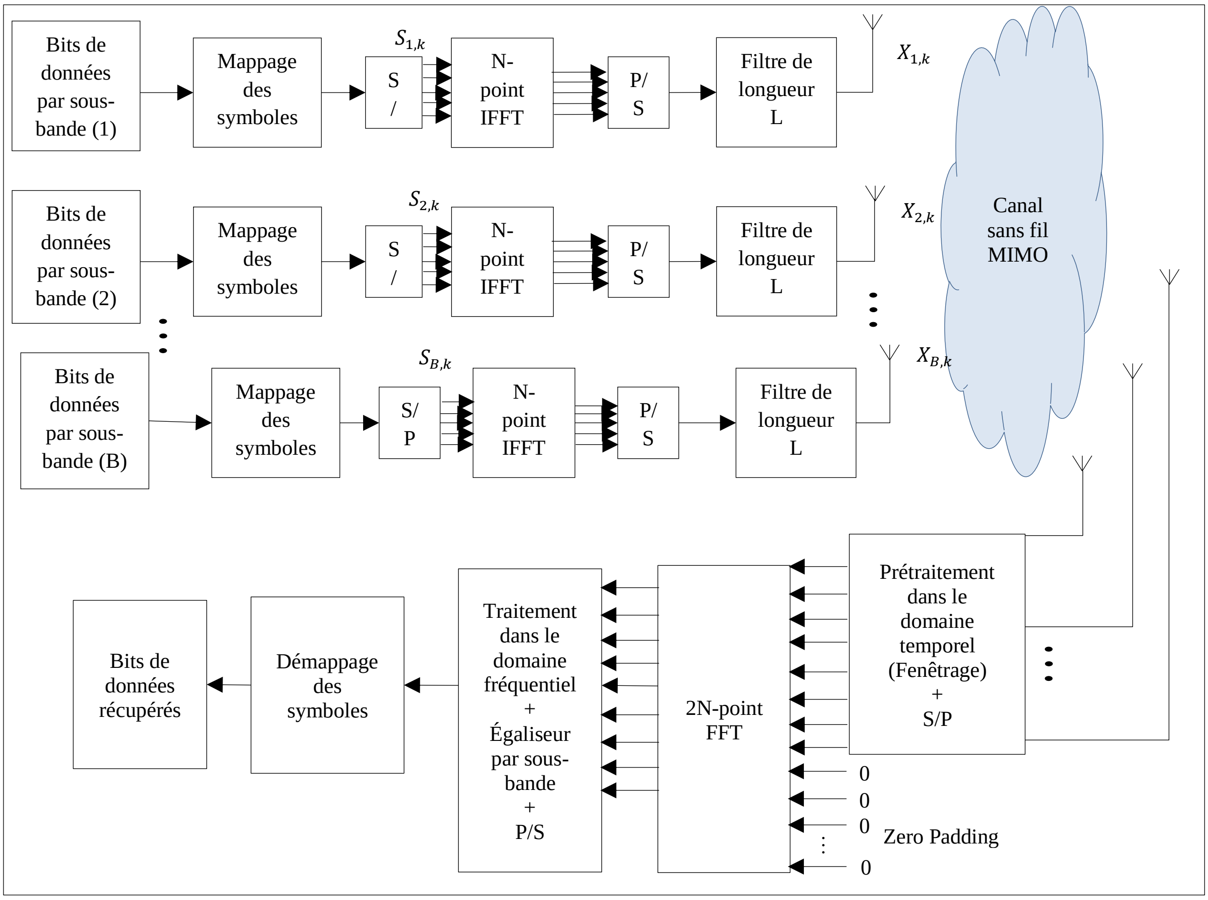


***Fig.II.14** : Modèle de système MIMO-UFMC.*

Lors de la transmission du signal à travers chaque antenne émettrice et de son passage à travers la matrice du canal Rayleigh H, le récepteur est tenu d'utiliser les algorithmes d'égalisation pour la récupération des symboles transmis, garantissant ainsi l'élimination de

l'ISI. Un intervalle de garde, composé de zéros, est inséré entre les symboles $IFFT$ successifs Par la suite, les signaux reçus par l'égaliseur sont soumis à une FFT à $2N$ points. Enfin, les données passent par le processus d'égalisation, aboutissant à la récupération des bits de données d'origine par la démappage des symboles **[71]**.

II. 3. 5. MIMO STBC pour UFMC

Pour élucider les principes du MIMO UFMC, nous utilisons un système MIMO 2x2 standard tel qu'illustré dans la Fig.II.15. Ce système emploie une approche de transmission similaire à l'encodeur 2x1 d'Alamouti, la différence résidant dans l'utilisation de deux antennes réceptrices au lieu d'une seule. Dans un système MIMO 2x2 utilisant le codage à blocs espace-temps (STBC) pour l'UFMC, nous émettons deux signaux sur deux créneaux temporels différents et recevons ces signaux à travers deux antennes réceptrices, parcourant ainsi quatre canaux de propagation distincts.

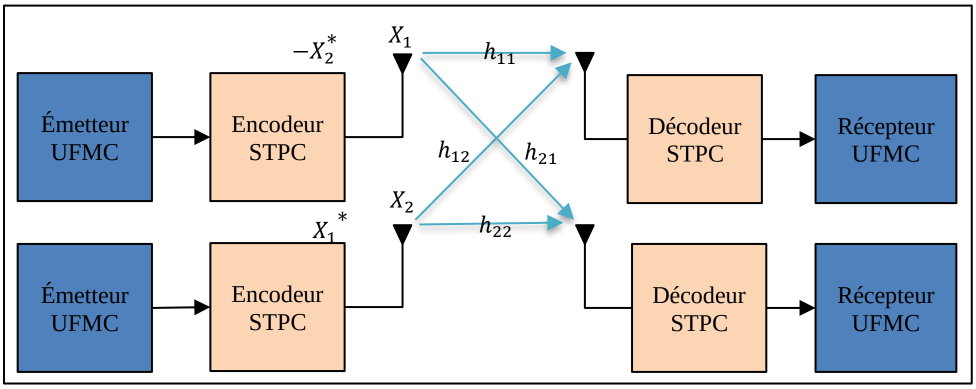


***Fig.II.15** : Modèle de système MIMO STBC pour UFMC.*

Si les gains de canal sont représentés par H_{pq} entre l'émetteur $P^{ème}$ et le récepteur $Q^{ème}$. Ainsi, la forme mathématique du signal reçu sur un intervalle de temps peut être exprimée comme suit :

$$Y_1(t) = h_{11}X_1 + h_{12}X_2 + n_1 \quad \text{(II.17)}$$

$$Y_2(t) = -h_{11}X_2^* + h_{12}X_1^* + n_2 \quad \text{(II.18)}$$

Le signal reçu sur le second signal temporel est donné par :

$$Y_1(t) = h_{21}X_1 + h_{22}X_2 + n_3 \quad \text{(II.19)}$$

$$Y_2(t) = -h_{21}X_2^* + h_{22}X_1^* + n_4 \quad \text{(II.20)}$$

Les équations ci-dessus représentent les gains de canal indépendants. Par conséquent, nous pouvons exprimer le signal reçu final en utilisant l'éq.II.16 mentionnée précédemment **[72]**.

II. 3. 6. Les filtres prototypes :

Le choix du filtre prototype revêt une importance cruciale dans le contexte de l'UFMC. Ce choix offre des possibilités d'adaptation spécifiques par rapport à l'OFDM. Les filtres prototypes peuvent être conçus pour répondre à divers objectifs, tels que la localisation temporelle et fréquentielle, la régularité, et plus encore. Cependant, il est essentiel que le filtre prototype satisfasse une contrainte d'orthogonalité, car ce filtrage additionnel, combiné à l'opération IFFT, forme une structure de bancs de filtres. Dans cette structure, le filtre prototype est spécifiquement conçu pour atténuer les interférences entre symboles.

Dans le cadre de l'UFMC, l'opération de filtrage est réalisée pour un groupe de sous-porteuses, ce qui a pour effet de réduire la longueur et la complexité du filtre. Un filtre à longueur réduite modélise les formes d'onde et améliore la résistance aux interférences inter-porteuses en supprimant le lobe secondaire entre les ressources de blocs **[73]**.

Dans le domaine de la technique UFMC, l'incorporation de fenêtres joue un rôle essentiel dans la mise en forme des signaux avant leur transmission, empêchant efficacement les émissions spectrales indésirables au-delà de la bande souhaitée. Le choix des fenêtres revêt une importance particulière, notamment dans le contexte de l'analyse spectrale. Dans les sections suivantes de ce chapitre, nous présenterons un aperçu complet des fenêtres proposées pour le système UFMC, révélerons leurs expressions mathématiques, effectuerons des analyses et discuterons de leur impact sur le système UFMC.

II.3.6.1. Fenêtre Dolph-Chebyshev :

La fenêtre Dolph-Chebyshev, telle qu'elle a été développée par Dolph (1946) **[74]**, vise à améliorer le lobe principal tout en réduisant l'amplitude des lobes secondaires. Lorsque cette fenêtre est utilisée et que la configuration du filtre est ajustée pour obtenir une région de transition plus étroite, la fenêtre peut être exprimée mathématiquement comme suit :

$$W_{cheb} = \frac{\cos\left\{N\cos^{-1}\left[\beta\cos\left(\frac{\pi k}{N}\right)\right]\right\}}{\cos[N\,cosh^{-1}(\beta)]}\ , k = 0,1,2,\dots,N-1 \qquad \text{(II.17)}$$

Où :

$$\beta = \cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}(10)^{\alpha}\right]\ , \alpha \cong 2,3,4 \qquad \text{(II.18)}$$

La fenêtre de Chebyshev possède une caractéristique distinctive : tous ses lobes latéraux conservent des amplitudes égales, indépendamment de la fréquence. Cette propriété est visuellement représentée dans la Fig.II.16 ci-dessous.

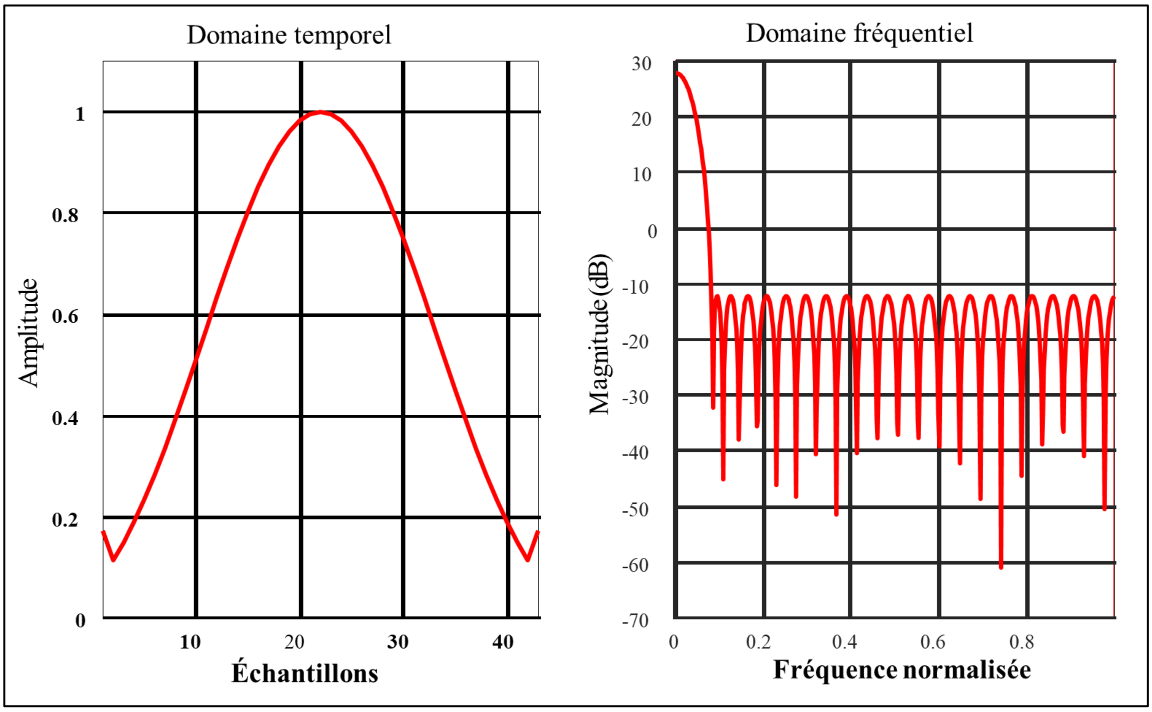


***Fig.II.16**: domaine temporel et fréquentiel de la fenêtre de Chebyshev.*

L'atout majeur de l'UFMC réside dans l'utilisation du filtre "Chebyshev". En effet, grâce aux propriétés de ce filtre, il devient possible de considérablement réduire les effets spectraux des lobes latéraux sur les sous-porteuses adjacentes, un problème fréquemment associé à l'OFDM. Par conséquent, l'exigence d'une bande de garde devient superflue, car les autres symboles UFMC ne seront plus perturbés par les interférences émanant des lobes latéraux.

II.3.6.2. Fenêtre de Kaiser :

La fenêtre de Kaiser, également connue sous le nom de fenêtre Kaiser-Bessel, a été élaborée par James Kaiser alors qu'il travaillait aux "Bell Laboratories" **[11]**. Kaiser a introduit une nouvelle série de fonctions de fenêtrage offrant un niveau de contrôle dans le domaine de la fréquence, permettant aux utilisateurs d'équilibrer la largeur du lobe central et l'amplitude des lobes secondaires en ajustant un paramètre appelé β. Cela offre un outil polyvalent pour adapter les caractéristiques de l'analyse spectrale. La fenêtre de Kaiser est particulièrement remarquable, car elle approxime étroitement la séquence sphéroïdale discrète prolate (DPSS), connue pour sa concentration exceptionnelle d'énergie dans le lobe principal. Cependant, la fenêtre DPSS peut présenter des défis computationnels. La fenêtre de Kaiser sert d'alternative accessible, maintenant une largeur de lobe principal étroite tout en offrant la possibilité d'atteindre une atténuation significative des lobes secondaires **[75]**, comme le montre la Fig.II.17. La forme générale de la fenêtre de Kaiser est exprimée comme suit :

$$W_{kaiser} = \begin{cases} \frac{I_0(\beta)}{I_0(\alpha)} & , \quad |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & , \quad sinon \end{cases} \qquad \text{(II.19)}$$

Où :

$$\beta = \alpha \left[1 - \left(\frac{2n}{N-1}\right)^2\right]^{0.5} \qquad \text{(II.20)}$$

$$I_0(z) \cong 1 + \sum_{i=1}^{20} \left(\frac{\left(\frac{Z}{2}\right)^I}{I\,!}\right)^2 \qquad \text{(II.21)}$$

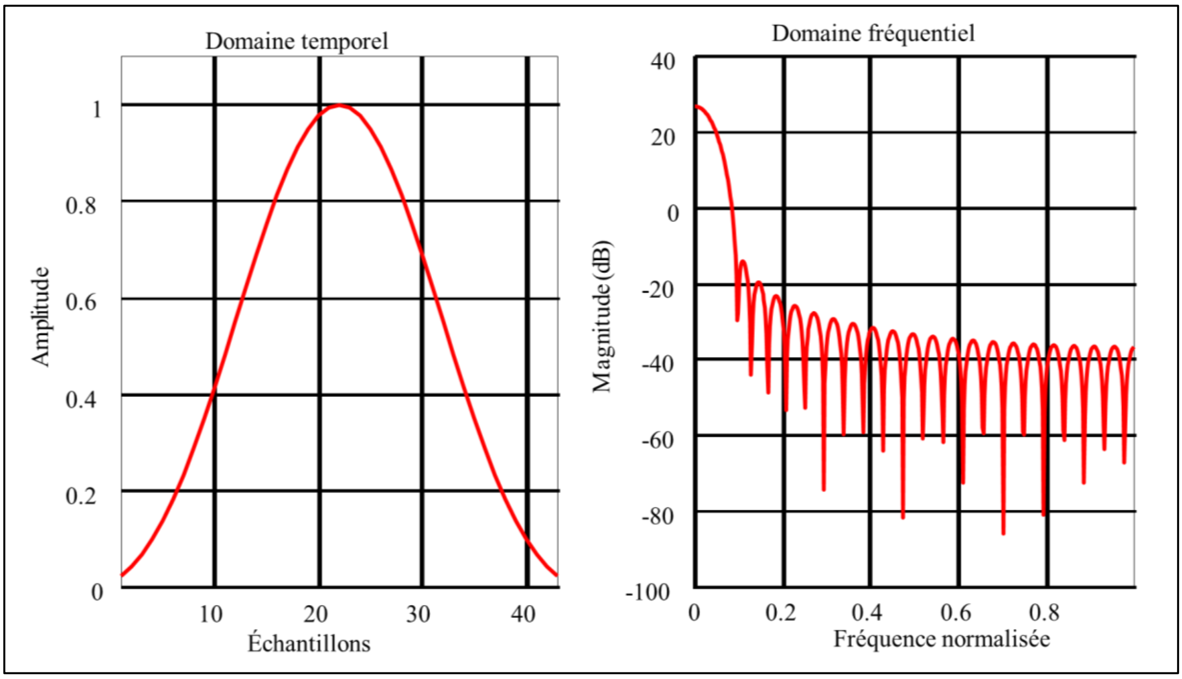


***Fig.II.17**: domaine temporel et fréquentiel de la fenêtre de Kaiser.*

II.3.6.3. Fenêtre de Hamming :

La norme IEEE C37.118.1 définit une fenêtre de Hamming de longueur variable dans le but de concevoir un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) pour une Unité de Mesure de Phase (PMU) de classe M **[76]**. Cette fenêtre de Hamming est une forme spécifique optimisée pour minimiser les lobes secondaires en utilisant un cosinus surélevé avec des extrémités non nulles **[74]**, et elle a été nommée d'après le mathématicien et ingénieur Richard Wesley Hamming (R.W. Hamming). Cette proposition a été avancée pour lisser la fonction d'auto-variance tronquée dans le domaine temporel **[77]**. La fonction de la fenêtre de Hamming est formellement décrite comme suit :

$$W_{Hamm} = \begin{cases} 0.54 - 0.46\cos\frac{2\pi n}{N} & , \quad 0 \leq n \leq N \\ 0 & \quad sinon \end{cases} \tag{II.22}$$

Où N est l'ordre du filtre, la longueur de la fenêtre L = N + 1. Le spectre de la fenêtre de Hamming est introduit comme suit :

$$W(e^{j\omega}) = 054\frac{\sin[(2N+1)\,\omega/2]}{\sin(\omega/2)} + 0.23\left[\frac{\sin[(2N+1)\,(\pi/N-\omega)/2]}{\sin[(\pi/N-\omega)/2]} + \frac{\sin[(2N+1)\,(\pi/N+\omega)/2]}{\sin[(\pi/N+\omega)/2]}\right] \tag{II.23}$$

II.3.6.4. Fenêtre de Hanning :

La fenêtre de Hanning, nommée d'après son découvreur Von Hann, est une technique de traitement du signal qui met en avant le contour d'un seul cycle d'une onde Co-sinusoïdale tout en soustrayant 1 **[74]**. Cette fonction améliore efficacement les valeurs du signal estimé, mais elle impose également des zéros au début et à la fin de l'enregistrement temporel, indépendamment du comportement du signal d'entrée **[77]**. Alors que la fenêtre de Hanning supprime efficacement les effets de bords en les ramenant vers zéro, elle introduit des altérations dans la forme d'onde qui peuvent être davantage explorées dans le contexte de configurations de modulation d'amplitude.

$$W_{Hann} = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos\frac{2\pi n}{N-1} & , \quad 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \quad or\ else \end{cases} \tag{II.24}$$

II.3.6.5. Fenêtre de Bartlett :

La fonction de fenêtrage la plus élémentaire est la fenêtre rectangulaire, qui fixe toutes les séquences de données à une valeur constante de 1. La fenêtre de Bartlett, en revanche, est une fenêtre triangulaire à N points formée en atténuant linéairement la séquence depuis son centre jusqu'aux extrémités **[78]**. Une distinction clé entre les fenêtres de Bartlett et triangulaire est que la fenêtre de Bartlett inclut toujours des zéros aux premiers et derniers échantillons, contrairement à la fenêtre triangulaire qui n'a pas de zéros à ces points**[78]**. Les coefficients d'une fenêtre de Bartlett peuvent être calculés à l'aide de l'équation suivante :

$$W_{Bartt} = \begin{cases} \dfrac{2n}{N} & , \quad 0 \le n \le \dfrac{N}{2} \\ 2 - \dfrac{2n}{N} & , \quad \dfrac{N}{2} \le n \le N \end{cases} \tag{II.25}$$

II.3.6.6. Fenêtre de Bartlett-Hann :

La fenêtre de Bartlett-Hann est une combinaison pondérée des fenêtres de Bartlett et de Hanning, présentant un lobe principal centré à l'origine, avec des lobes latéraux de chaque côté qui diminuent progressivement **[79]**. Ses lobes proches et éloignés ont des amplitudes plus faibles que ceux des fenêtres de Hanning et de Bartlett, et ils ne contribuent pas à élargir le lobe central de la fenêtre **[79]**. La fenêtre de Bartlett-Hanning modifiée est mathématiquement décrite par l'équation suivante :

$$W_{Bartt-Hann} = 0.62 - 0.48\left|\left(\frac{n}{N} - 0.5\right)\right| 0.38\cos\left(2\pi\left(\frac{n}{N} - 0.5\right)\right) \tag{II.26}$$

II.3.6.7. Fenêtre de Blackman :

La fenêtre de Blackman est introduite comme suit dans la référence **[77]** :

$$W_{Black} = \begin{cases} A - B\cos\dfrac{2\pi n}{L-1} + C\cos\dfrac{4\pi n}{L-1} & , \quad 0 \le n \le M-1 \\ 0 & \quad or\ else \end{cases} \tag{II.27}$$

Où $A = 0.42$, $B = 0.5$, $C = 0.08$, $M = \frac{N}{2}$ lorsque N est pair, et $M = \frac{N+1}{2}$ lorsque N est impair.

II.3.6.8. Fenêtre de ‘Parzen’ :

Les fenêtres de Parzen ont approximativement une forme cubique, avec leurs lobes latéraux couvrant $1/4$ de la largeur de la fenêtre. En essence, elles peuvent être décrites comme des fenêtres cubiques morcelées résultant de la convolution de deux triangles de demi-longueur ou de quatre rectangles de quart de longueur, comme expliqué dans la référence **[80]**. La Fig.III.18 représente le domaine temporel et fréquentiel de la fenêtre de Parzen et l'expression mathématique définissant la fenêtre de Parzen est présentée comme suit :

$$W_{Parzen} = \begin{cases} 1 - 6\left(\dfrac{|n|}{N/2}\right)^2 + 6\left(\dfrac{|n|}{N/2}\right)^3 & . \quad 0 \le |n| \le (N-1)/4 \\ 2\left(1 - \dfrac{|n|}{N/2}\right)^3 & . \quad (N-1)/4 < |n| \le (N-1)/2 \end{cases} \tag{II.28}$$

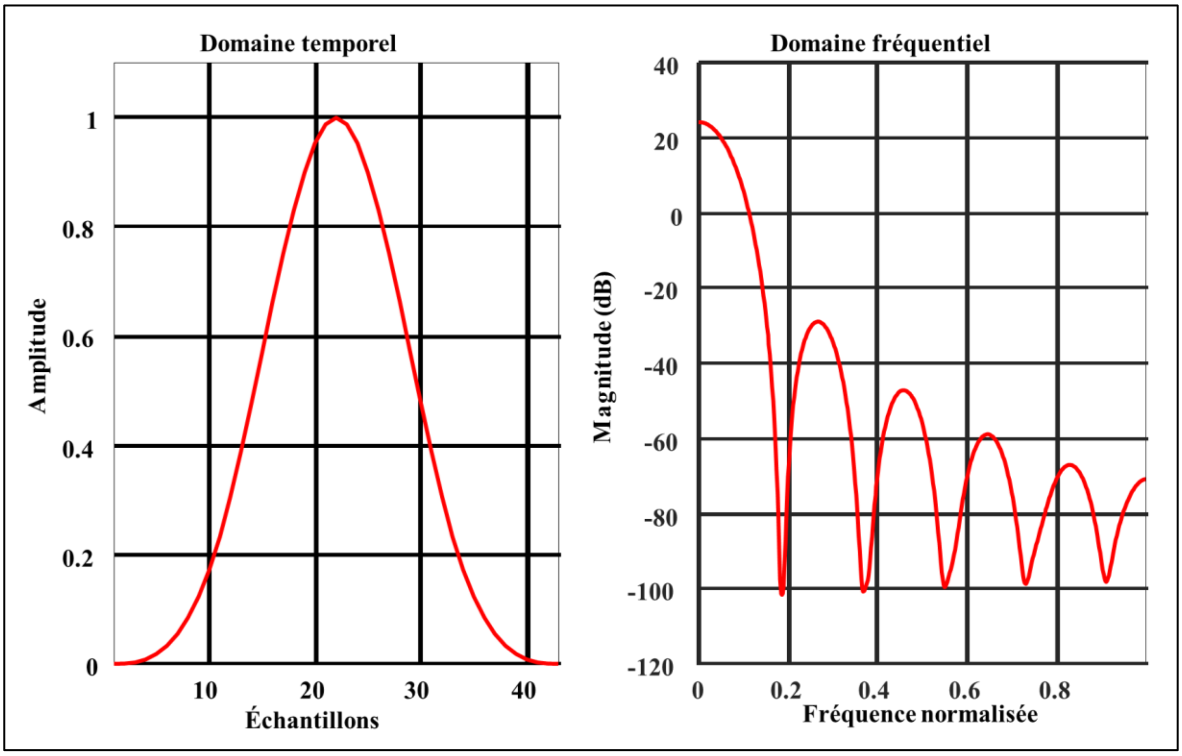


***Fig.II.18**: domaine temporel et fréquentiel de la fenêtre de Parzen*

La plupart des systèmes UFMC utilisent traditionnellement la fenêtre de Chebyshev pour façonner les signaux, celle-ci servant de filtre conventionnel au sein du cadre UFMC **[81]**. Toutefois, un inconvénient notable de la fenêtre de Chebyshev réside dans sa propension à entraîner une augmentation de la fuite spectrale en raison d'émissions hors bande, conséquence du taux de chute de lobes latéraux constant de la fenêtre **[81]**. Comme il est généralement compris, le fenêtrage sert de méthode pour isoler la plage de fréquence souhaitée tout en éliminant efficacement les signaux se situant en dehors de celle-ci **[82]**. Dans le cadre de cette thèse, nous présentons l'utilisation de fenêtres spécifiques, à savoir les fenêtres Flat top, pour le système UFMC. Ces choix sont motivés par leurs avantages distincts, tels qu'une réduction du TEB et un PAPR plus faible, par rapport à la fenêtre conventionnelle de Chebyshev et aux autres fenêtres proposées, telles que Hamming, Hanning, Kaiser, etc.

II.3.6.9. Fenêtre 'Flat-top' :

Les fenêtres cosinus sont spécifiquement conçues pour minimiser l'interférence harmonique et ainsi atténuer les erreurs de transmission hors bande. En revanche, la recherche a montré que les erreurs d'émission hors bande sont liées liées aux caractéristiques du lobe principal dans la transformée de Fourier de la fenêtre sélectionnée. Par conséquent, pour réduire ces erreurs d'émission hors bande, il est essentiel de veiller à ce que le lobe principal de la fenêtre doit être aussi grand que possible par rapport aux lobes secondaires. Cette approche d'optimisation conduit à la création de ce que l'on appelle les Fenêtres " Flat-top" **[83]**. La Fig.II.19 fournit des

représentations dans le domaine fréquentiel des fenêtres en échantillonnant la transformée de Fourier et montre également les caractéristiques du domaine temporel de la fenêtre Flat-top.

$$W_{Flat-top} = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{L-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{L-1}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi n}{L-1}\right) + a_4 \cos\left(\frac{8\pi n}{L-1}\right) \quad \text{(II.29)}$$

Où $0 \leq n \leq L-1$ et les valeurs des coefficients sont :

$a_0 = 0.21557895$
$a_1 = 0.41663158$
$a_2 = 0.277263158$
$a_3 = 0.083578947$
$a_4 = 0.006947368$

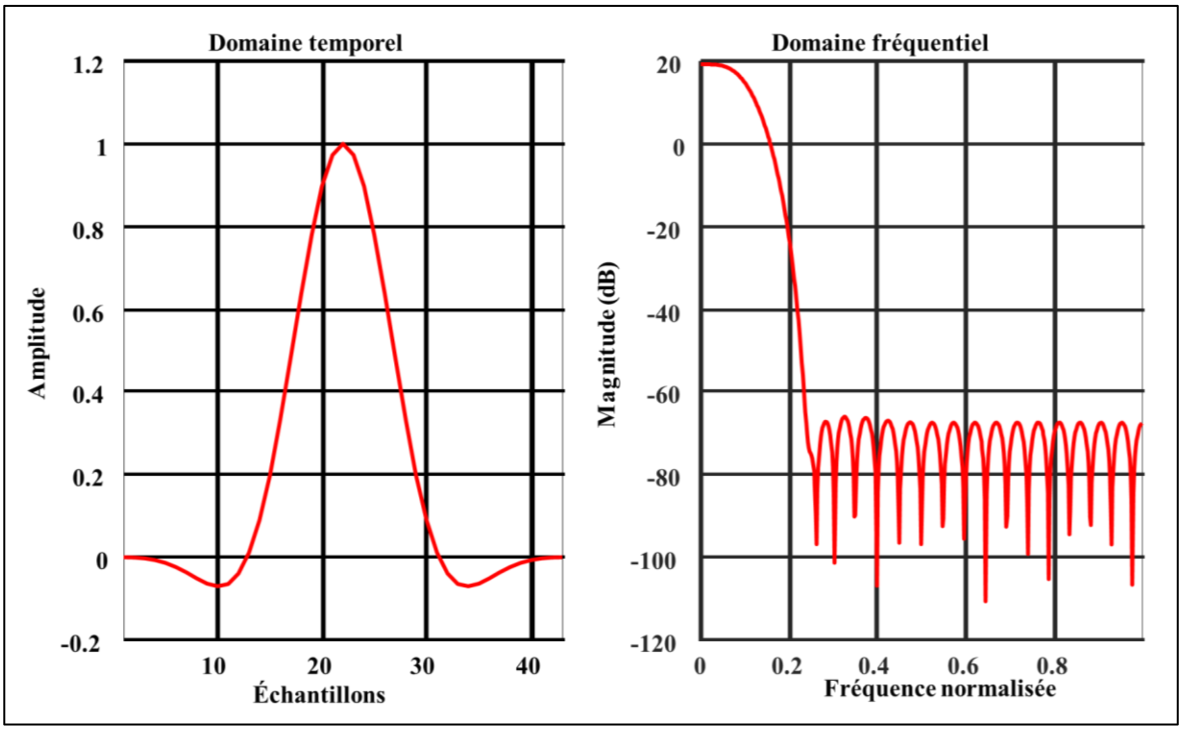


***Fig.II.19:** domaine temporel et fréquentiel de la fenêtre de Flat-top.*

La Fig.II.20 présente une analyse comparative des fenêtres mentionnées précédemment, en mettant l'accent sur leurs caractéristiques à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Elle illustre également les distinctions dans leurs propriétés de fuite spectrale. Les représentations dans le domaine fréquentiel des fenêtres ont été obtenues par échantillonnage de la transformée de Fourier.

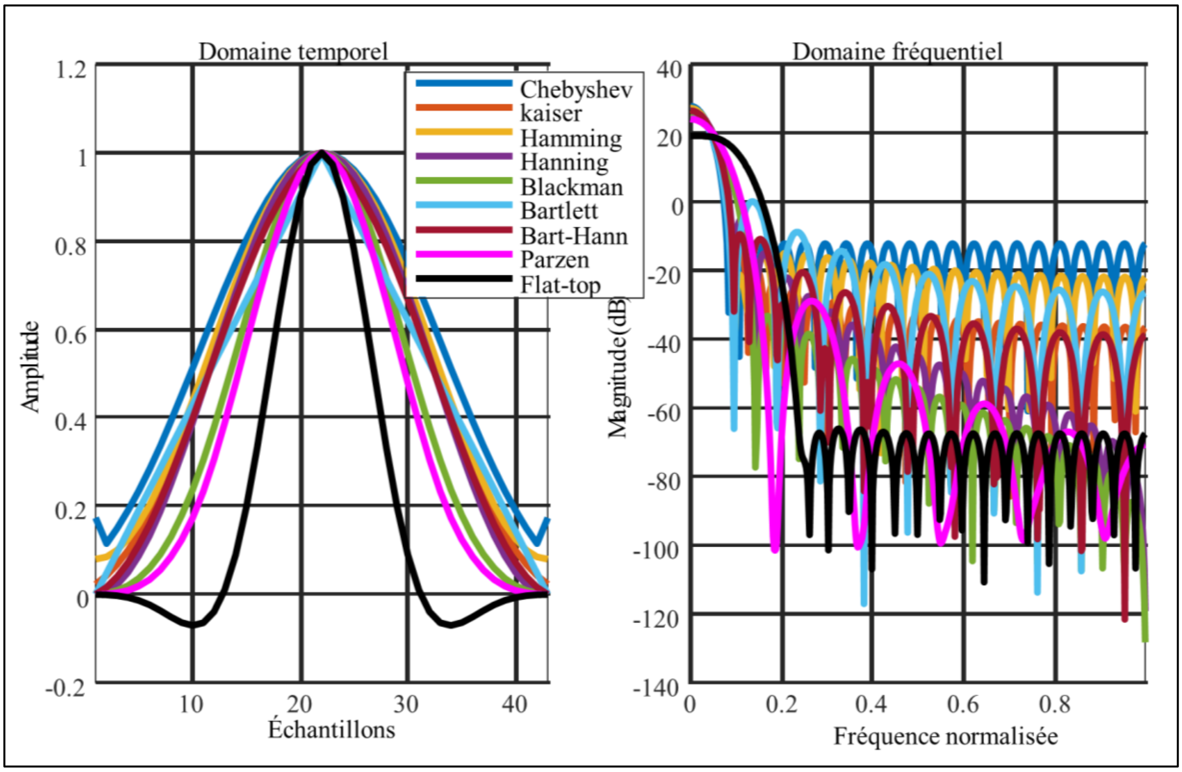


***Fig.II.20**: comparaison dans le domaine temporel et fréquentiel de différentes fenêtres.*

La fenêtre Flat-top a une meilleure précision d'amplitude dans le domaine fréquentiel par rapport aux autres fenêtres. Lorsque vous avez besoin de lectures d'amplitude très précises, utilisez la fenêtre « Flat-top » car elle donne la lecture d'amplitude la plus précise mais la pire lecture de fréquence. (Amplitude précise = Flat-top) **[84]**.

II.3.7. Comparaison des performances des fenêtres

Dans cette section, nous évaluerons les effets de la fenêtre Flat-top et de la fenêtre de Parzen par rapport à d'autres fenêtres telles que Chebyshev, Kaiser, Hamming, Hanning, et d'autres encore sur le taux d'erreur binaire dans le système UFMC. Nos simulations ont été réalisées dans l'environnement MATLAB®. Nous avons utilisé une modulation 16-QAM pour un signal généré de manière aléatoire et avons calculé le taux d'erreur binaire à divers rapports signal/bruit SNR en utilisant la technique de simulation Monte-Carlo.

La Fig.II.21 illustre la performance du taux d'erreur binaire pour chacune des fenêtres analysées mathématiquement dans la section précédente, tandis que la Fig.II.22 représente la performance du TEB en fonction de la longueur de la fenêtre.

Les Fig.II.21 et II.22 révèlent que la fenêtre pondérée Flat-top présente un taux d'erreur binaire inférieur par rapport aux autres fenêtres. De plus, les figures montrent que la fenêtre Flat-top et la fenêtre de Parzen présentent un faible taux de chevauchement des signaux latéraux avec les signaux adjacents.

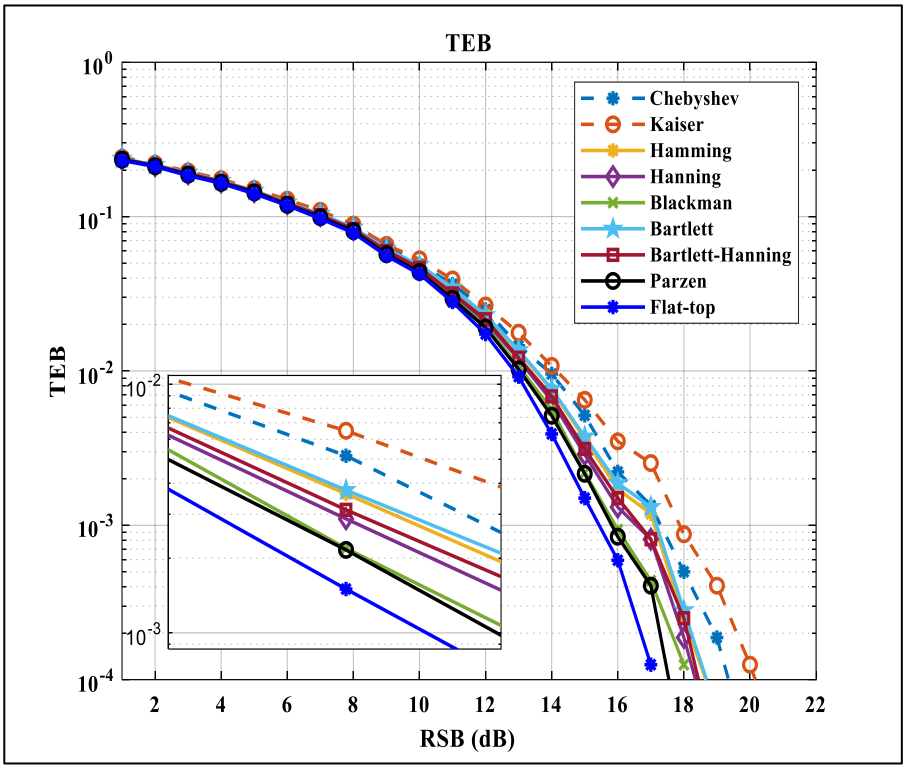


Fig.II.21: Performances TEB de différentes fenêtres pour le système UFMC.

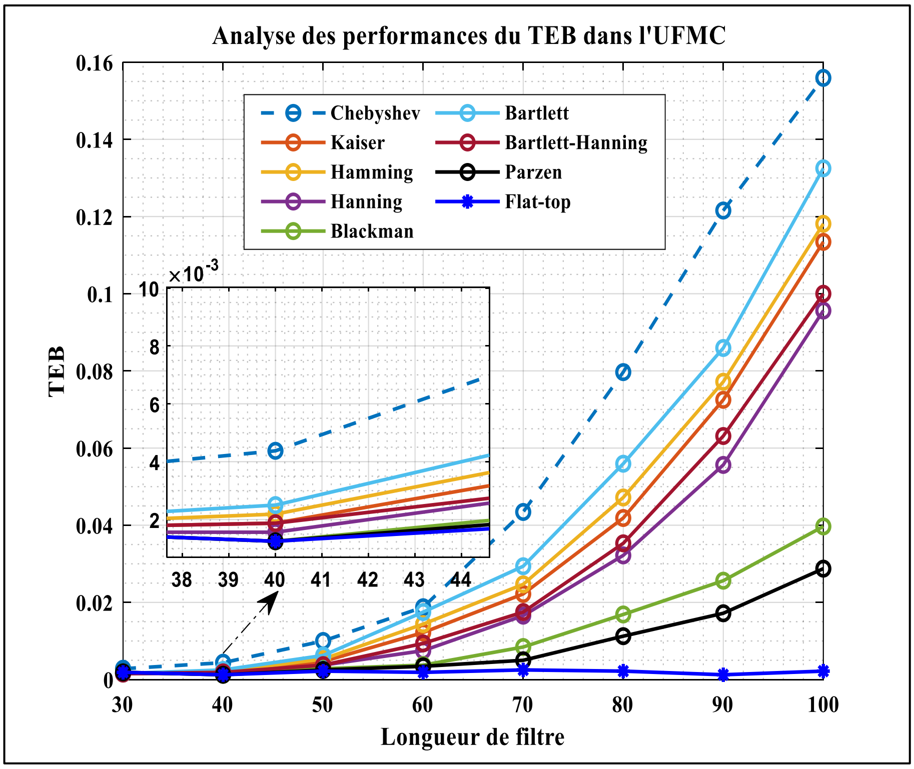


Fig.II.22: Performances TEB en fonction de la longueur de la fenêtre dans le système UFMC

II. 3. 8. Avantages et inconvénients d'UFMC

a. Les avantages d'UFMC

L'UFMC, conçu pour surmonter les limitations des schémas de modulation classiques tels que l'OFDM et le FBMC, présente des avantages significatifs.

- Amélioration de l'efficacité spectrale grâce à une allocation flexible de sous-porteuses adaptée aux caractéristiques du canal et du signal, maximisant l'utilisation de la bande passante.
- Moins complexe à mettre en œuvre que le FBMC, réduisant les besoins en calcul et la consommation d'énergie, ce qui le rend adapté aux appareils avec des ressources limitées.
- Atténuation des problèmes d'émissions hors bande courants dans l'OFDM, le rendant adapté aux environnements à bande passante limitée.
- Avantages supplémentaires incluent une faible latence, la prise en charge de la haute mobilité, une meilleure coexistence avec les systèmes voisins, la résistance à l'évanouissement sélectif en fréquence et la compatibilité avec les technologies héritées, ce qui le rend polyvalent et orienté vers les communications sans fil modernes, notamment la 5G et au-delà.

b. Les inconvénients d'UFMC

L'UFMC présente divers avantages, mais il comporte également des inconvénients liés au rapport de puissance crête/ puissance moyenne **[9, 11, 67, 85-87]**. Le PAPR élevé de l'UFMC constitue un défi en ce qui concerne l'amplification de puissance, car il peut potentiellement provoquer une distorsion non linéaire et des interruptions du signal, entraînant ainsi des erreurs dans le signal reçu, surtout lorsque le système fonctionne à proximité des limites de la plage dynamique du matériel. Cette élevée PAPR peut avoir un impact nuisible sur les performances globales du système, ce qui suscite l'exploration de solutions potentielles dans les Chapitre III et IV de cette thèse.

II. 4. Conclusion

En conclusion, ce chapitre a procédé à une analyse approfondie du paysage des technologies de communication, en mettant particulièrement l'accent sur l'ère révolutionnaire de la 5G. Nous avons exploré en détail les aspects essentiels des formes d'onde multi-porteuses, en couvrant à la fois la largement adoptée et innovante technique FBMC intégrant la modulation OQAM, ainsi que la prometteuse technique multi-porteuses UFMC. Chacune de ces techniques de

formes d'onde présente un ensemble unique d'avantages et de défis, jouant un rôle significatif dans l'évolution des communications sans fil.

De plus, nous avons fourni une explication simplifiée des types de filtres prototypes pour les technologies UFMC et FBMC, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients quant à leur impact sur le système. De même, dans ce chapitre, nous avons présenté une comparaison et une analyse de plusieurs fenêtres proposées pour le système UFMC. Les résultats montrent que le scénario de fenêtre proposé, à savoir la fenêtre Flat-top, présente un faible taux d'interférence des signaux latéraux avec les signaux voisins. En d'autres termes, les deux scénarios de fenêtres proposés (Parzen et Flat-top) offrent de meilleures performances en termes de TEB pour le système UFMC.

Il est important de noter que l'UFMC se démarque comme une solution séduisante pour les communications 5G. Ses avantages distinctifs, tels qu'une réduction des émissions hors bande, son adaptabilité aux conditions variables du canal, et sa compatibilité avec les systèmes hérités, en font une perspective attrayante dans le domaine en constante évolution des communications sans fil. Cependant, il est tout aussi essentiel de reconnaître que l'UFMC présente également certains inconvénients liés à un PAPR élevé, un sujet que nous aborderons dans les chapitres suivants afin de trouver des solutions appropriées pour atténuer sa valeur.

CHAPITRE III :
Techniques classiques de réduction du PAPR pour le système UFMC

III.1. Introduction

Dans le domaine dynamique des systèmes de communication sans fil, l'UFMC s'est imposé comme une technologie prometteuse prête à remodeler la transmission de données dans les réseaux de nouvelle génération. Cependant, à mesure que nous approfondissons les complexités de l'UFMC, un défi majeur se profile : le problème du PAPR. Ce chapitre constitue une exploration dédiée du défi PAPR au sein des systèmes UFMC, un obstacle formidable qui nécessite toute notre attention alors que nous cherchons à exploiter pleinement les capacités de cette technologie. Dans ce chapitre, nous procéderons à une analyse approfondie des amplificateurs de haute puissance, du dilemme de fluctuation d'enveloppe et des stratégies appliquées pour atténuer le PAPR. Notre chapitre est divisé en trois parties interconnectées : Premièrement, nous examinerons les amplificateurs haute puissance, expliquant leur rôle central dans l'augmentation de la force du signal pour la transmission. Ensuite, nous explorerons les fluctuations d'enveloppe inhérentes aux formes d'onde à porteuses multiples et leur lien direct avec le problème redouté du PAPR, ouvrant la voie à nos discussions sur les techniques réduction du PAPR. Enfin, nous examinerons diverses stratégies pour relever le défi du PAPR. De toute évidence, résoudre le problème du PAPR n'est pas seulement une nécessité technique ; Il s'agit d'une étape cruciale vers la libération du potentiel inexploité de l'UFMC dans le paysage moderne des communications sans fil.

III.2. Amplificateurs de puissance

L'efficacité énergétique et la linéarité de l'amplificateur sont deux paramètres clés qui jouent un rôle significatif dans la conception des amplificateurs de puissance modernes. Ils sont essentiels pour minimiser les coûts d'exploitation des sites émetteurs tels que les stations de téléphonie cellulaire et pour prolonger la durée de vie de la batterie des appareils sans fil portables. Il est bien connu que pousser l'amplificateur dans sa région non linéaire peut améliorer l'efficacité, mais cela entraînera également une augmentation de la distorsion. L'impact de l'amplificateur de puissance sur les performances du transmetteur est double **[88]**. Tout d'abord, parce qu'il consomme la majeure partie du budget énergétique, l'efficacité énergétique de l'ensemble du système s'améliore presque exactement dans la mesure où une telle amélioration est réalisée avec l'amplificateur de puissance. Dans un téléphone cellulaire, l'efficacité conduit à une plus longue durée de vie de la batterie. Dans une station de base, l'efficacité peut signifier des problèmes de gestion thermique réduits. Deuxièmement,

l'amplificateur de puissance détermine en grande partie la capacité du transmetteur à utiliser le spectre de manière efficace.

II.2.1. Introduction aux amplificateurs de puissance

L'amplificateur à haute puissance est l'un des composants clés des systèmes de communication mobile sans fil. Il permet au signal transmis de compenser l'atténuation causée par la propagation dans l'espace libre. Malheureusement, c'est un composant analogique et il est intrinsèquement non linéaire. Cela est dû au fait que les circuits de l'amplificateur sont construits à partir de composants actifs tels que des transistors, qui sont naturellement non linéaires. Une illustration typique d'un système de transmission UFMC en présence d'un amplificateur de puissance est montrée dans la Fig.III.1. Ainsi, si nous devons transmettre N symboles dans un système UFMC, nous nous rappelons que nous effectuons la modulation UFMC conformément à l'Éq.II.10 pour obtenir le signal en bande de base $x(t)$.

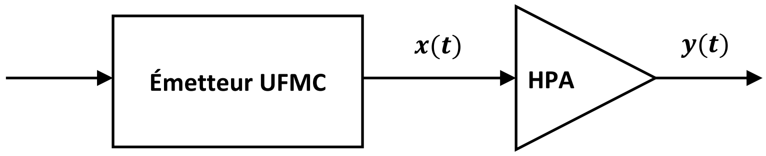


***Fig.III.1**: Illustration de la chaîne de transmission UFMC avec PA.*

En considérant la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance, on peut le diviser en deux zones, une linéaire et une non linéaire. Dans la zone linéaire, le signal est amplifié avec une très bonne linéarité, bien que l'efficacité énergétique soit faible. En revanche, la région non linéaire a une efficacité énergétique élevée, mais le signal amplifié est déformé. Le concept d'efficacité énergétique peut être compris en définissant le rendement d'un amplificateur de puissance η, qui est défini comme la partie de la puissance en courant continu (DC : Direct Current) qui est convertie en puissance radiofréquence (RF), c'est-à-dire le rapport entre la puissance de sortie RF ($P_{S_{RF}}$) et la puissance d'entrée DC (P_{DC}), et est donné par **[88]**:

$$\eta = \frac{P_{S_{RF}}}{P_{DC}} \tag{III.1}$$

Cette amplification non linéaire provoque des interférences hors bande en raison d'une fuite spectrale vers les canaux voisins et dégrade le TEB en raison de la constellation de symboles déformée et regroupée au récepteur, ce qui est connu sous le nom de distorsion en bande (IB : in-band). Afin de se débarrasser de la distorsion du signal, l'amplificateur de puissance est contraint de fonctionner dans sa région linéaire avec une faible efficacité. Cela signifie que les pics de signal doivent se situer dans cette région. Cela peut être réalisé en augmentant le

décrochage en entrée (IBO : Input Back-Off), ce qui peut être obtenu en réduisant la puissance moyenne du signal d'entrée $x(t)$.

Lorsque nous amplifions $x(t)$, nous obtenons $y(t)$, qui est l'équivalent en bande de base de la sortie du HPA respectivement en temps continu. L'IBO d'un HPA, souvent exprimé en décibels (dB), est une mesure de la réduction nécessaire de la puissance d'entrée afin de rester principalement dans la région linéaire. Il peut être défini comme le rapport entre la puissance de saturation (P_{sat}) et la puissance moyenne du signal d'entrée (P_e) qui permet d'obtenir la linéarité souhaitée **[89]**, comme indiqué ci-dessous :

$$IBO = 10\log_{10}\frac{P_{sat}}{P_e} \quad \text{(III.2)}$$

De même, le OBO (Output Back Off)est défini comme le rapport entre la puissance de saturation et la puissance moyenne du signal de sortie **[89]**, comme indiqué ci-dessous :

$$OBO = 10\log_{10}\frac{P_{sat}}{P_s} \quad \text{(III.3)}$$

L'observation de la Fig.III.2 met en évidence le fait que la sur-dimensionnement de l'amplificateur de puissance entraîne un fonctionnement peu efficient en ce qui concerne la consommation d'énergie de l'amplificateur. En effet, à mesure que l'IBO augmente, l'amplificateur opère davantage dans sa zone linéaire, caractérisée par un rendement faible. L'IBO et l'OBO sont donc des paramètres qui délimitent la plage de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur lors de son utilisation. En se basant sur les relations précédentes, il est manifeste que des valeurs faibles de l'IBO et/ou de l'OBO se traduisent par une approche de la zone de saturation de l'amplificateur, ce qui induit des distorsions, tandis que des valeurs élevées indiquent que l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal amplifié, minimisant ainsi la distorsion du signal. En conséquence, pour éviter la non-linéarité du HPA, les systèmes doivent fonctionner avec des valeurs significatives de ces deux paramètres. Cependant, en contrepartie, le rendement diminue pour ces valeurs élevées des deux paramètres, ce qui nécessite de trouver un équilibre entre la linéarité et l'efficacité.

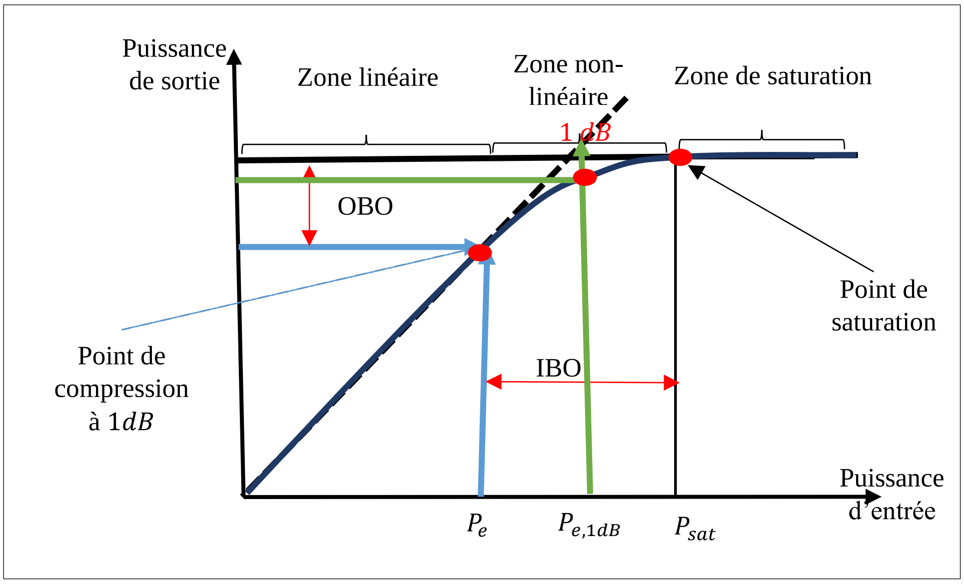


Fig.III.2 *: Caractéristiques d'un HPA.*

III.3. Fluctuation de l'enveloppe et problème de PAPR

Comme expliqué précédemment, le signal UFMC est la somme de plusieurs sous-porteuses modulées indépendantes. D'un point de vue statistique, on peut considérer l'UFMC comme une somme de nombreuses variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d). En rappelant le théorème central limite, lorsque de nombreuses variables aléatoires i.i.d sont additionnées simultanément, leur distribution devient gaussienne. Par conséquent, le signal UFMC est caractérisé par un processus gaussien complexe. Par conséquent, sa magnitude converge vers une distribution de Rayleigh, ce qui signifie qu'il existe un très grand écart entre la puissance moyenne et la puissance de crête, comme on peut le voir dans la Fig.III.3, et donc de très fortes fluctuations de l'amplitude du signal. Cet écart est quantifié par la métrique PAPR.

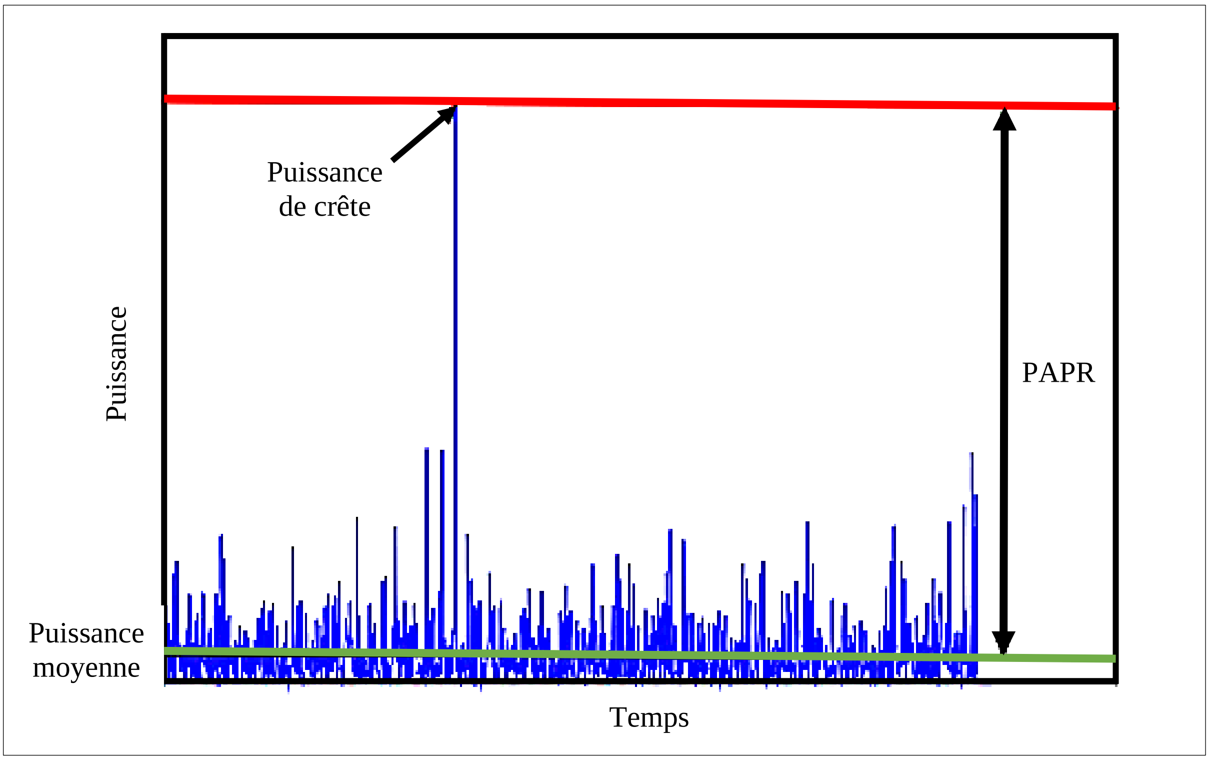


***Fig. III. 3 :** La fluctuation de puissance d'un signal.*

II.3.1. Définition et répartition du PAPR

Le PAPR d'un signal, $x(t)$, est défini comme le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne du signal sur un intervalle de temps T, et il est donné par :

$$PAPR_x = \frac{\max_{t\in[0,T]} |x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}} \qquad \text{(III.4)}$$

Où $E\{\blacksquare\}$ représente la fonction d'espérance. Notez que le PAPR peut être exprimé pour des signaux analogiques ou numériques. De plus, la relation entre le PAPR du signal en bande de base, $PAPR_{BB}$, et le PAPR du signal RF, $PAPR_{RF}$, est donnée par **[90]**.

$$PAPR_{RF} \approx PAPR_{BB} + 3dB \qquad \text{(III.5)}$$

Une autre caractérisation largement utilisée du PAPR concerne sa distribution probabiliste. Par conséquent, nous introduisons la Fonction de Distribution Cumulative Complémentaire (CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function) du PAPR, qui représente la probabilité que la valeur de PAPR d'un symbole UFMC choisi au hasard dépasse un seuil prédéfini $PAPR_0$, $Pr(PAPR > PAPR_0)$. Dans la littérature, on trouve des fonctions de distribution du PAPR, que ce soit de manière expérimentale ou analytique. Dans **[91]**, Nee and Prasad propose une expression analytique de la CCDF du PAPR pour un signal en bande de base, qui s'exprime comme suit :

$$Pr(PAPR > \psi) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N = CCDF \quad \text{(III.6)}$$

II.3.2. Mesure de performance de réduction du PAPR

Ce critère peut sembler anodin, mais il demeure néanmoins le critère le plus important. Il mesure l'efficacité de la technique en termes de réduction du PAPR. Généralement, il est calculé à l'aide des courbes CCDF à un niveau de probabilité spécifique, tel qu'illustré dans la Fig.III.4. Gardez à l'esprit que $x(t)$ représente le signal d'origine, tandis que $y(t)$ représente le signal après la réduction du PAPR. Par conséquent, le gain de réduction du PAPR, noté $\Delta PAPR$, peut être défini comme suit :

$$\Delta PAPR = PAPR_x - PAPR_y$$

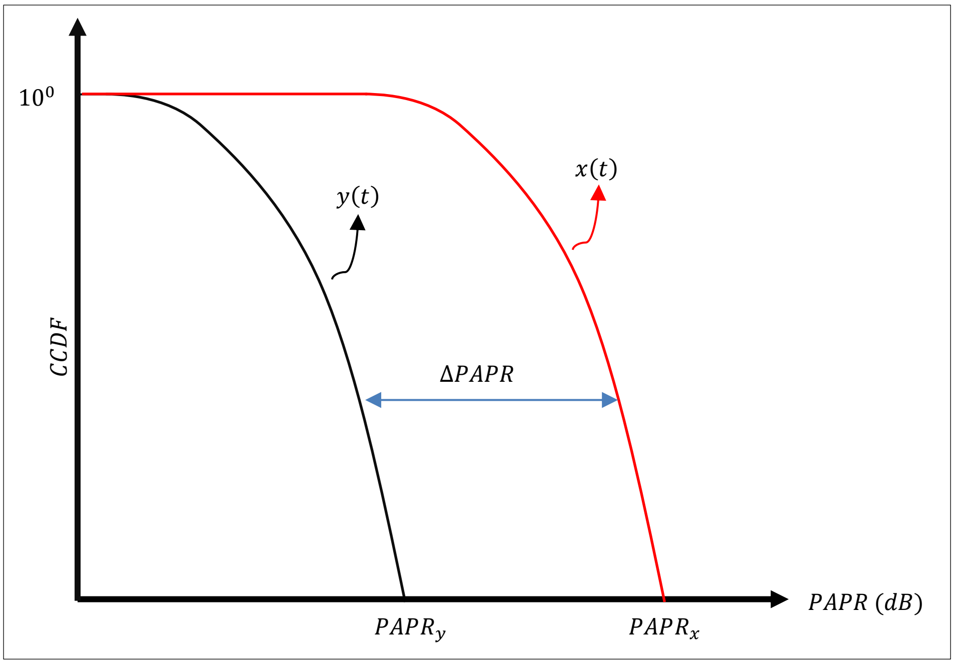


Fig.III.4 : *Gain de réduction du PAPR pour une valeur particulière de la CCDF.*

III.4. Techniques de réduction du PAPR

En ce qui concerne le problème de la PAPR, de nombreuses techniques de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature. En fait, ces techniques de réduction du PAPR peuvent être classées en trois grandes catégories, à savoir les méthodes de codage, les méthodes probabilistes et les méthodes d'ajout de signal. Cette section est dédiée à une brève présentation de chacune de ces catégories ainsi que des critères de sélection des techniques de réduction du PAPR.

III.4.1. Méthodes de codage

Lorsque N signaux sont additionnés avec la même phase, ils produisent une puissance de crête qui est N fois la puissance moyenne. Les méthodes de codage consistent à réduire la probabilité d'occurrence de la même valeur de phase de ces signaux.

Un schéma de codage par bloc simple pour la modulation par répartition de fréquence MCM a été introduit dans **[92]**, et il consiste à identifier tous les mots de code possibles, puis à sélectionner ceux ayant le PAPR le plus bas. Il associe des données de 3 bits à un mot de code de 4 bits en ajoutant un Code de Parité Impaire Simple (SOBC : Simple Odd Parity Code) sur le dernier bit à travers les canaux. Il a été démontré que l'utilisation de ce schéma permet de réduire le PAPR du signal de $6{,}02\ dB$ à $2{,}48\ dB$. Cette technique présente deux limitations. Tout d'abord, une recherche exhaustive est nécessaire pour trouver le mot de code le plus adapté. Deuxièmement, elle souffre également de la complexité de stockage de grandes tables de recherche pour le codage et le décodage dans l'émetteur et le récepteur, respectivement.

De plus dans **[93, 94]**, les auteurs ont présenté plusieurs propositions de pré-codage visant à réduire le PAPR. Ces propositions ont pour inconvénient d'être soit plus complexes à mettre en œuvre, soit de réduire le PAPR au détriment des performances en TEB. Dans le même contexte, Almutairi et *al.*, in **[94]** a comparé différentes technologies de pré-codage, y compris DFT-UFMC, DHT-UFMC et DST-UFMC. Ils ont souligné les inconvénients de chaque technologie en termes de complexité et de dégradation des performances en TEB.

III.4.2. Méthodes probabilistes

L'idée derrière les méthodes probabilistes consiste à effectuer plusieurs copies du signal initial en modifiant la phase, l'amplitude et/ou la position des sous-porteuses, puis à sélectionner la copie présentant le PAPR le plus faible. Ces méthodes ne peuvent pas garantir un PAPR inférieur à un niveau spécifié. De plus, elles réduisent l'efficacité spectrale, et la complexité de calcul augmente à mesure que le nombre de sous-porteuses augmente **[95]**. Les méthodes probabilistes comprennent le Sélective Mapping SLM et la Séquence de transmission partielle PTS.

III.4.2.1. Sélective Mapping (SLM)

Dans le SLM, les séquences de données en entrée sont multipliées par U différentes séquences de phase pour générer des séquences de symboles en entrée alternatives. Chacune de ces séquences de données alternatives est ensuite soumise à une opération IFFT, et celle présentant le PAPR le plus bas est sélectionnée pour la transmission [10]. Par conséquent, sa

performance en termes de réduction du PAPR dépend directement du nombre et de la conception des facteurs de phase. Le facteur de phase correspondant sélectionné doit également être transmis au récepteur en tant qu'information complémentaire pour extraire correctement les informations originales. Un schéma en bloc de la technique SLM est illustré dans la Fig.III.5.

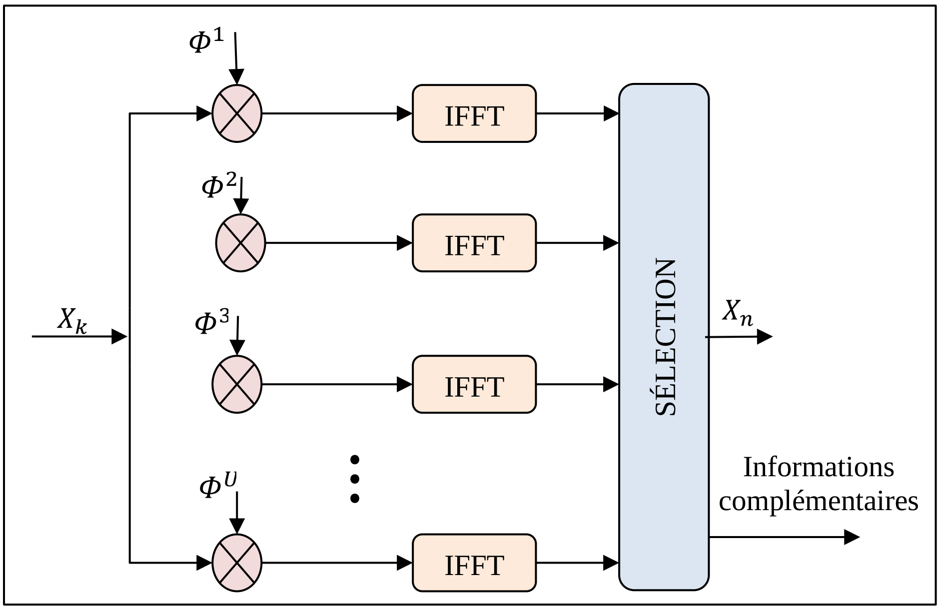


Fig.III.5 : *Schéma bloc de la technique (SLM).*

Dans les références **[96-99]**, les auteurs ont présenté un schéma basé sur l'algorithme de SLM pour atténuer le niveau élevé de PAPR dans le système UFMC. Thorsten et *al.*, ont proposé un émetteur appelé P-SLM UFMC, que les auteurs affirment être moins complexe que le SLM conventionnel **[96]**. De plus, Shawqi et *al.*, ont proposé un nouveau SLM-UFMC. Il semble être compliqué, et la réduction correspondante ne dépasse pas 1,25 dB **[97]**. La Fig.III.6 représente le schéma bloc d'un émetteur UFMC basé sur une SLM **[100]**. Un signal S est multiplié par plusieurs séquences de phase U, notées $\Phi^U S_k^U = S \odot \Phi^U$, avant le modulateur UFMC, où le candidat avec la plus faible PAPR est diffusé. Cela est réalisé en utilisant un vecteur de rotation de phase de longueur N avant le modulateur UFMC. En conséquence, le signal transmis est ainsi décrit :

$$x_n^v = \sum_{i=1}^{B} F_{i,k} V_{i,k} S_{i,k} = [x_1^v, x_2^v, \dots, x_k^v] \qquad \text{(III.7)}$$

Où, V signifie le signal avec le PAPR le plus bas de l'ensemble U, Φ^u et la meilleure disposition de phase de l'ensemble Φ^u donnée par :

$$\Phi^U = [\Phi_1^u, \Phi_2^u, \dots, \Phi_K^u], 1 \leq u \leq U \qquad \text{(III.8)}$$

Où,$\Phi^u = e^{j\emptyset_k^u}$,et $\emptyset_k^u$est une plage de 0 à 2π, valeur discrète aléatoire.

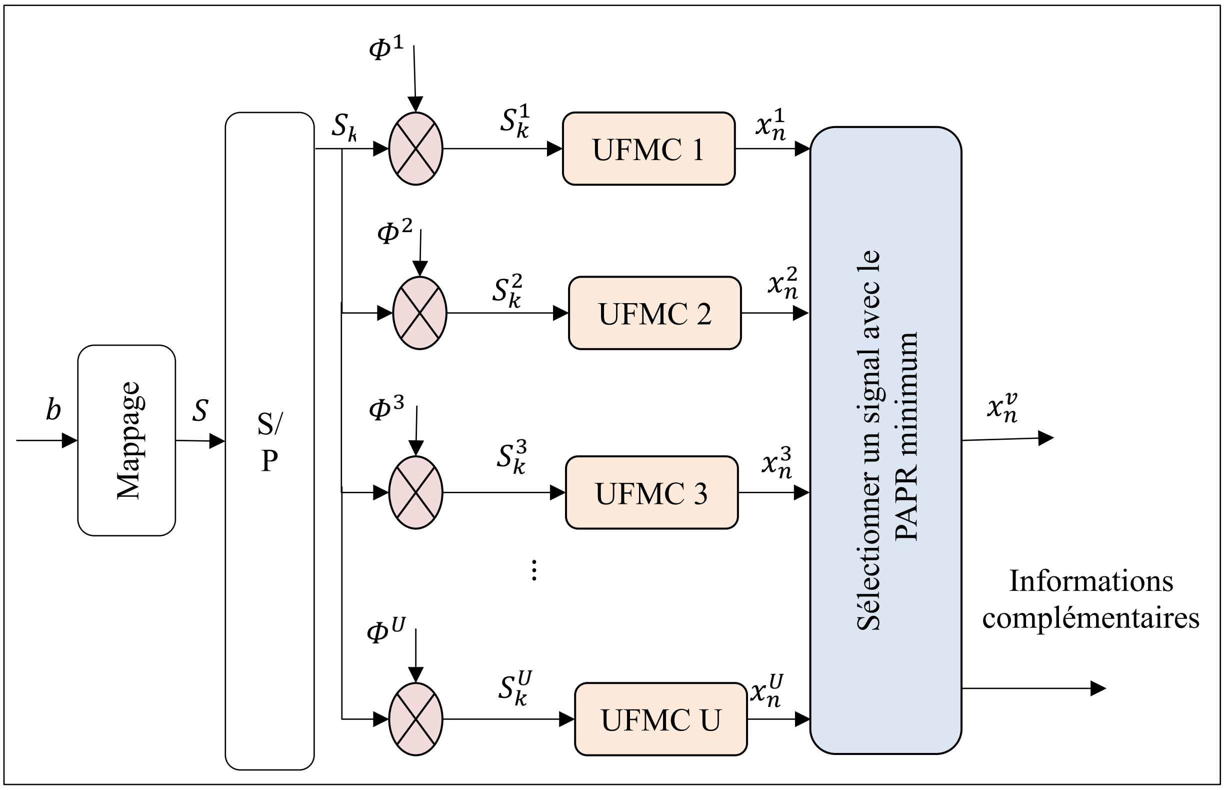


Fig.III.6 : *Schéma bloc de l'émetteur SLM-UFMC.*

Les principaux inconvénients trouvés dans ces travaux résident dans la complexité significative associée à la recherche des vecteurs de rotation de phase optimaux. De plus, ils nécessitent l'envoi d'informations secondaires SI (Side Information) au récepteur, ce qui entraîne une perte d'efficacité spectrale **[101]**. De plus, en cas de perte de l'information secondaires pendant la transmission, l'ensemble du bloc de données est perdu, ce qui dégrade significativement les performances en termes d'erreurs du système **[1]**.

III.4.2.2. Séquence de transmission partielle (PTS)

Une approche différente pour la réduction de PAPR dans les systèmes MCM est la PTS. La technique PTS partitionne un bloc de données d'entrée de N symboles en V sous-blocs disjoints de la manière suivante, $X = [X^1, X^2, \dots, X^V]^T$, où X^i représente les sous-blocs situés consécutivement, de taille égale. Contrairement à la technique SLM, où la permutation de phase est appliquée à toutes les sous-porteuses, la technique PTS applique une rotation de phase indépendante à chaque sous-bloc (Fig.III.7). Ensuite, chaque sous-bloc partitionné est multiplié par un facteur de phase complexe correspondant $\psi^v = e^{j\emptyset v}$, ou $v = 1,2, \dots, V$, prenant ensuite son IFFT pour céder.

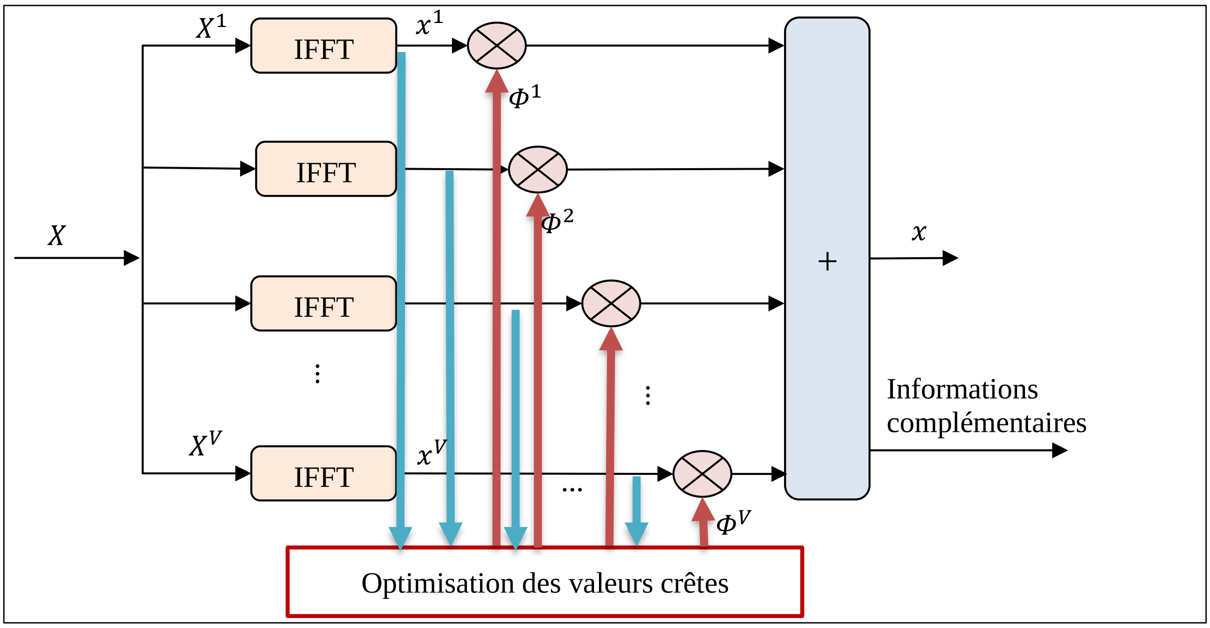


Fig.III.7 : *Schéma bloc de la technique (PTS) pour la réduction du PAPR.*

$$x = IFFT\left[\sum_{v=1}^{V} \Phi^v X^v\right] = \sum_{v=1}^{V} \Phi^v x^v \qquad \text{(III.9)}$$

Les auteurs Şimşir and Taşpınar ont proposé un nouveau schéma de réduction de PAPR pour l'UFMC basé sur la PTS, comme le montre la Fig.III.8. Cependant, cette méthode présente l'inconvénient majeur de la complexité et de la nécessité de rechercher un grand nombre de facteurs de phase pour obtenir le meilleur signal possible, ce qui se traduit par une grande complexité de calcul **[102]**. Cette complexité constitue un inconvénient significatif lorsqu'il s'agit de mettre en œuvre cette méthode dans des systèmes réels.

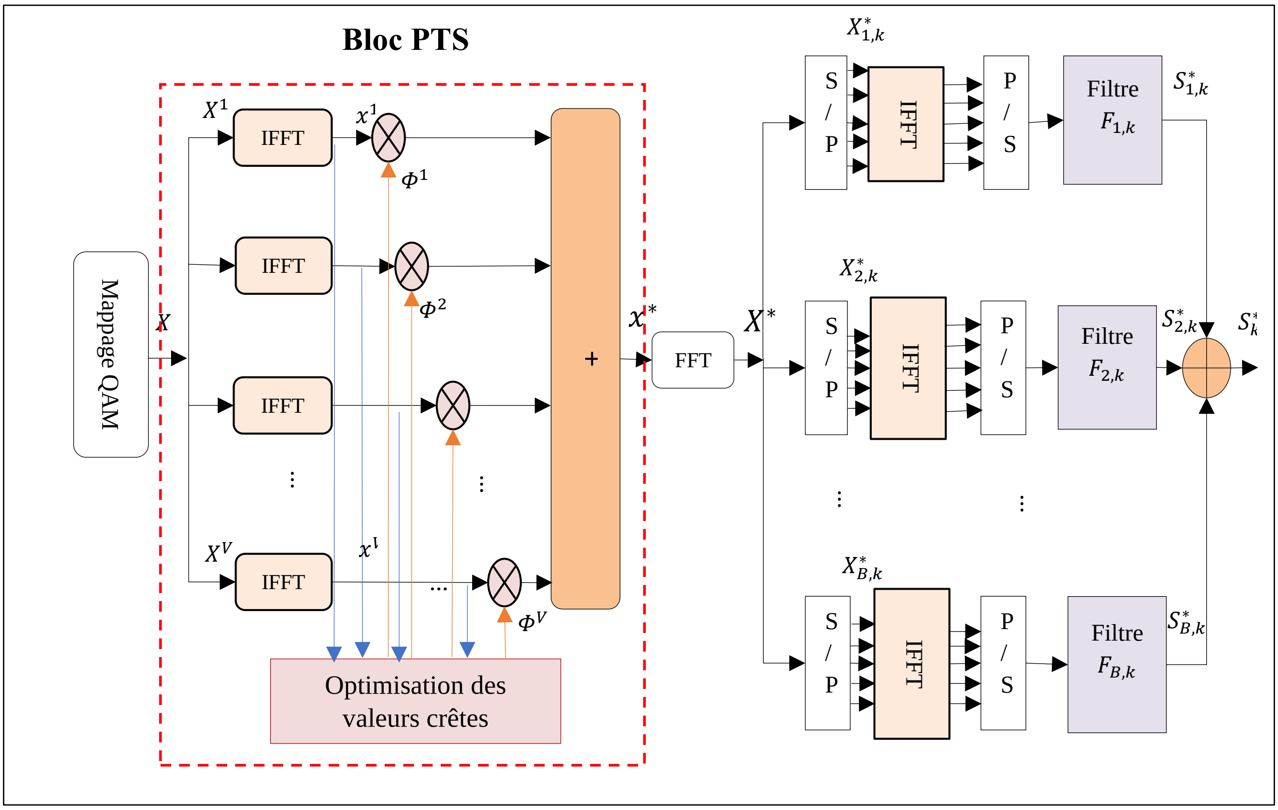


Fig.III.8 : Structure d'émetteur intégrée PTS de l'UFMC.

III.4.3. Méthodes d'ajout de signaux

Cette catégorie, comme son nom l'indique, regroupe toutes les techniques de réduction du PAPR qui peuvent être formulées comme $\mathrm{PAPR}(\mathrm{X} + \mathrm{C}_{\mathrm{PAPR}}) < \mathrm{PAPR}(\mathrm{X})$, où X fait référence au signal OFDM et $\mathrm{C}_{\mathrm{PAPR}}$ désigne le signal de réduction des pics. En effet, X et $\mathrm{C}_{\mathrm{PAPR}}$ peuvent se situer dans le domaine temporel ou fréquentiel. Dans la littérature, on trouve un grand nombre de techniques d'ajout de signal telles que l'écrêtage **[103]**, la réservation de tonalité TR(Tone Reservation) **[104, 105]**, l'injection de tonalité TI(Tone Injection) **[104]**, et l'extension de constellation active ACE (Active Constellation Extension) **[106]**, etc.

III.4.3.1. Écrêtage 'Clipping'

L'écrêtage est l'une des techniques les plus utilisées pour la réduction du PAPR en raison de sa simplicité et de son gain de réduction direct. Son objectif principal est de contraindre les pics de grande amplitude d'un signal à un seuil spécifié, A_{max} , sans altérer la phase $\varphi(x)$. Ainsi, le signal limité, $y(t)$, est représenté de la manière suivante

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & si \quad |x(t)| \leq A_{max} \\ A_{max}e^{j\varphi x} & si \quad |x(t)| > A_{max} \end{cases} \qquad \text{(III.10)}$$

Cette technique engendre à la fois des distorsions intra-bande et extra-bande en raison de son fonctionnement non linéaire, ce qui dégrade les performances du système, y compris le taux d'erreur binaire et l'efficacité spectrale. La filtration peut réduire la radiation extra-bande après l'écrêtage au détriment d'une recroissance des pics, de sorte qu'à certains moments, le signal après limitation et filtration dépassera le seuil d'écrêtage **[107]**. De plus, elle modifie la fonction de distribution de probabilité de l'amplitude du signal et réduit la puissance moyenne du signal **[1]**. Afin de réduire les effets de distorsion de la technique d'écrêtage, de nombreuses autres contributions ont été proposées pour modifier la fonction d'écrêtage, dans la littérature, telles que l'écrêtage profonde **[108]** et l'écrêtage inversible **[109]**, etc.

Parmi eux, dans **[110]**, 'Tipán et al., 2017' a présenté une comparaison entre différentes techniques d'écrêtage (écrêtage classique, d'écrêtage profond et d'écrêtage fluide) pour réduire le PAPR du système UFMC en utilisant le canal de bruit gaussien blanc supplémentaire (AWGN). Les résultats ont montré que la technique d'écrêtage profonde offrait de bons résultats en termes de réduction du PAPR, mais malheureusement au détriment des performances en termes de TEB. La Fig.III.9 présente un schéma bloc de l'émetteur d'UFMC avec la technique d'écrêtage.

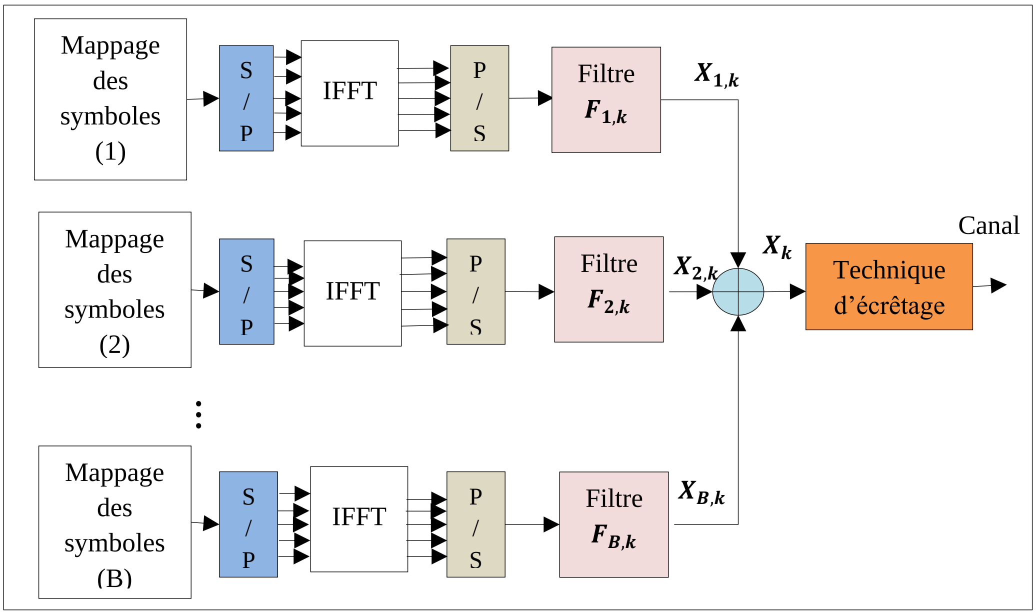


Fig.III.9 : *Émetteur UFMC avec technique de découpage.*

III.4.3.2. Réservation de tonalité (TR)

Le concept de la TR a été introduit par Tellado en 1997 **[111]**. Cette méthode repose sur la réservation de sous-porteuses qui ne transportent aucune information utile et sont appelées tons de réduction de crête. Ces tons sont utilisés pour générer un signal de réduction du PAPR qui, lorsqu'il est ajouté au signal multi-carrier original, diminue ses pics. Les tons de réduction de

crête et les tons de données sont orthogonaux les uns par rapport aux autres, ce qui facilite la récupération des données.

Considérons $\mathcal{R} = [i_1, i_2, \ldots, i_W]$ comme l'ensemble ordonné des positions des tons réservés, et que R^C représente l'ensemble complémentaire de $\mathcal{R}$ dans $N = [0, 1, \ldots, N - 1]$, où N et W désignent respectivement le nombre de sous-porteuses et de tons réservés. Ainsi, le signal transmis peut être exprimé comme suit

$$X_k + C_k = \begin{cases} C_k & si \quad k \in \mathcal{R} \\ X_k & si \quad k \in \mathcal{R}^C \end{cases} \qquad \text{(III.11)}$$

Ou C_k représente le symbole de réduction du PAPR avec une inclusion nulle dans l'ensemble $\mathcal{R}^C$, et que X_k désigne le symbole de données avec une inclusion nulle dans l'ensemble $\mathcal{R}$ tel qu'illustré dans la Fig.III.10.

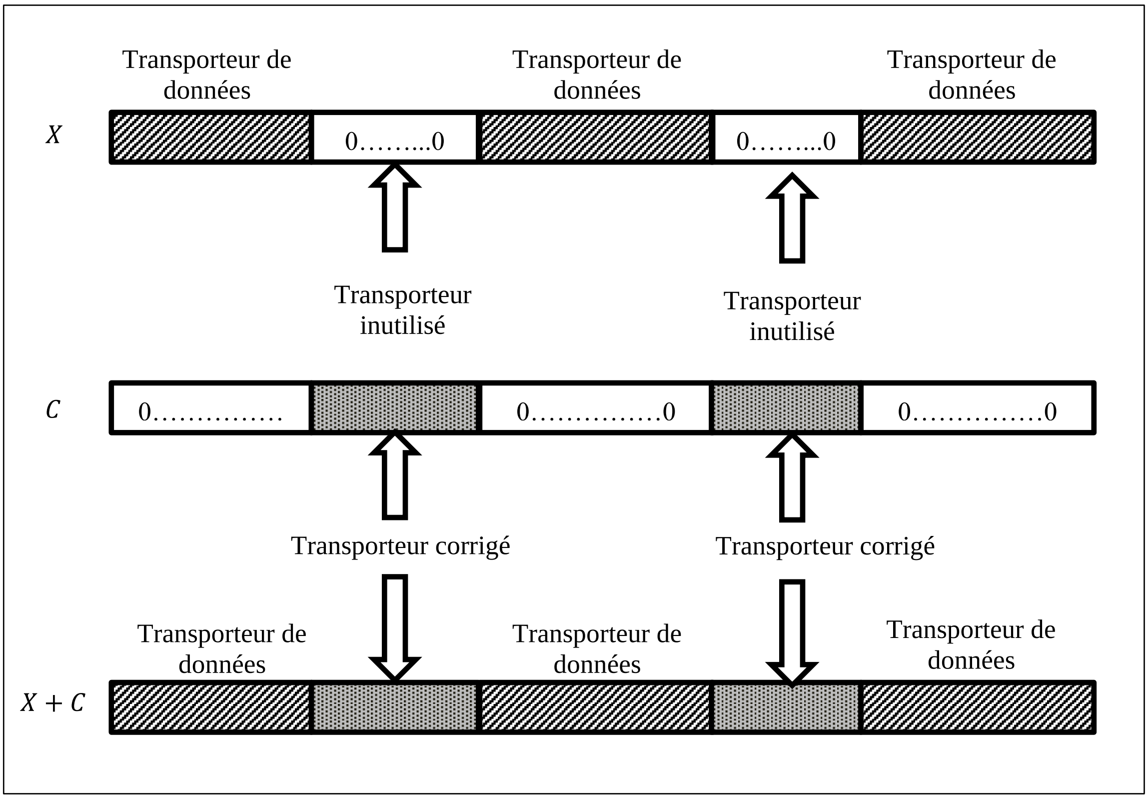


***Fig.III.10** : Schéma bloc de la technique TR.*

La technique de réduction du PAPR basée sur l'écrêtage TR consiste à appliquer un écrêtage sévère au signal OFDM initial. Ensuite, le signal de correction, ou le signal de réduction des pics, est obtenu en soustrayant le signal découpé du signal d'entrée initial. Par la suite, pour être en accord avec le concept TR, le signal de correction est traité à travers un bloc FFT/IFFT. Dans un contexte similaire, en 2023, les auteurs Laabidi et Bouallegue ont présenté dans **[112]**

l'utilisation de la technique de découpage TR dans un système UFMC, comme le montre la Fig.III.11 ci-dessous.

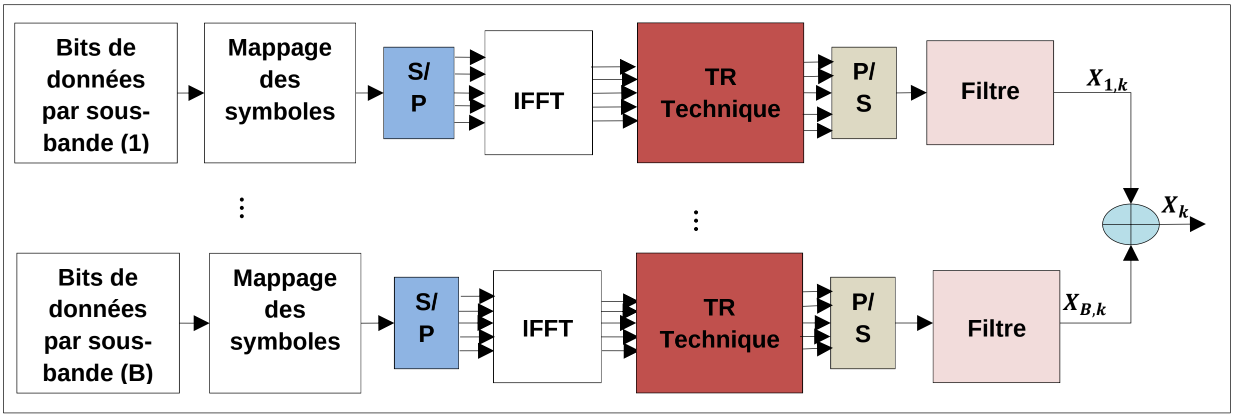


Fig.III.11 : *Émetteur UFMC avec technique de découpage TR.*

L'efficacité de cette technique dépend du nombre et de l'emplacement de ces tons réservés. Augmenter le nombre de tons réservés améliore la capacité de réduction du PAPR, mais diminue proportionnellement le débit en raison de la réduction des sous-porteuses porteuses de données. Par conséquent, étant donné que ces tons dédiés ne sont pas utilisés pour la transmission de données, l'efficacité spectrale diminue naturellement **[1]**.

III.4.3.3. Extension de constellation (ACE)

L'ACE a été introduite par Krongold et Jones en 1999 **[106, 113]**, basée sur une approche de Projection sur des Ensembles Convexes (POCS) visant à étendre les points extérieurs d'une constellation donnée, puis à minimiser le PAPR. En 2003, Krongold et Jones ont proposé une mise en œuvre simple de l'ACE pour une réduction plus rapide du PAPR, ouvrant la voie à l'ACE dans les normes de télécommunication modernes. L'ACE est désormais adaptée à la norme de l'Association européenne des fabricants d'ordinateurs (ECMA), qui spécifie une couche physique Ultra-Wideband (PHY-UWB) pour les réseaux personnels sans fil (WPANs) **[114]**. De plus, comme TR, ACE est proposée comme une technique optionnelle de réduction du PAPR pour les normes DVB-T2, DVB-N5H et ATSC 3.0.

Le principe de base de ce schéma peut être facilement expliqué à l'aide de l'exemple de constellation 16-QAM illustré dans la Fig.III.12. Les points de la constellation situés aux frontières peuvent être librement déplacés dans la zone ombrée. De même, les autres points externes peuvent être dynamiquement étendus loin de leur position initiale dans la constellation, comme le montre la Fig.III.12. En conséquence, des signaux co sinusoïdaux et/ou sinusoïdaux supplémentaires sont ajoutés au signal transmis. Ces signaux sont utilisés pour moduler

intelligemment les nouveaux points de la constellation afin de réduire les pics temporels dans le signal transmis.

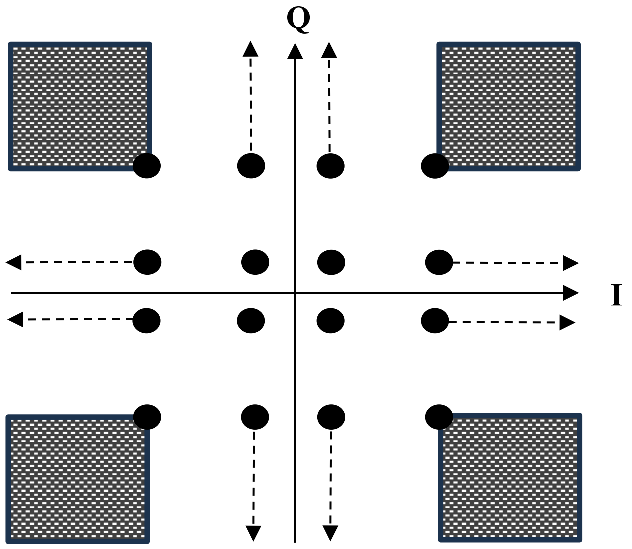


Fig.III.12 *: Schéma bloc de la technique ACE.*

L'avantage de l'ACE est que aucune information supplémentaire n'est nécessaire. Cependant, cela s'accompagne d'une augmentation modérée de la puissance du signal transmis. De plus, l'ACE présente de mauvaises performances lorsque le nombre de points de constellation augmente, ce qui entraîne une diminution du pourcentage de points pouvant être manipulés.

III.5. Comparaison des techniques de réduction PAPR.

La méthodologie de réduction du PAPR et de la complexité numérique ainsi que d'autres considérations associées ont été étudiées et explorées, et une comparaison qualitative entre les différentes techniques de réduction du PAPR mentionnées dans ce chapitre est présentée dans le Tableau III.1.

Tableau III.1 *: Comparaison des techniques de réduction du PAPR.*

	Cause des distorsions	Augmentation de puissance	Perte de débit de données	Informations secondaires
Codage	Non	Non	Oui	Non
SLM	Non	Non	Oui	Oui
PTS	Non	Oui	Oui	Oui
Clipping	Oui	Non	Non	Non
TR	Non	Oui	Oui	Non
ACE	Non	Oui	Non	Non

Plusieurs nouvelles méthodes ont été utilisées pour réduire le PAPR pour la forme des ondes UFMC. Par conséquent, la réduction de la sortie et le niveau de complexité computationnelle ont été évalués dans chaque méthode améliorée du PAPR-UFMC **[85, 115, 116]**. Le Tableau III.2 résume les améliorations PAPR-UFMC précédemment expliquées. Le tableau explique les procédures, les inconvénients des analyses précédentes et les faiblesses des techniques.

***Tableau III.2**: Résumé de certaines recherches des dernières années.*

Auteur	Problème	Méthode	Métrique d'évaluation	Limitation
Almutairi et al., 2019. **[94]**	PAPR	NLCT	CCDF, BER	Sa performance PAPR est inférieure à celle de SLM
Prethyoosha and Job, 2017. **[117]**	PAPR	DFT spreading, Wavelet filtering	CCDF, BER	une grande complexité de calcul
Taşpinar and Şimşir, 2019. **[118]**	PAPR	PTS	CCDF, DSP, BER	Sa complexité computationnelle augmente considérablement.
Sameh et al., 2019. **[119]**	PAPR	SLM	CCDF, BER	Cela génère une complexité computationnelle très élevée et des bits d'informations secondaires.

III.6. Limites des techniques conventionnelles de réduction du PAPR.

Les limites des techniques de réduction du PAPR dans les systèmes UFMC proposés précédemment sont évidentes. Le codage en bloc pour la réduction du PAPR présente deux défis majeurs : Premièrement, le calcul du PAPR pour chaque séquence devient une tâche fastidieuse, en particulier lorsqu'il s'agit d'un grand nombre de sous-porteuses, ce qui peut parfois s'avérer peu pratique. Deuxièmement, l'association entre les mots d'information et les mots de code nécessite la gestion de tables de correspondance à la fois pour le codage et le décodage **[120]**. Concernant le SLM, bien que ses performances en termes de TEB s'améliorent à mesure que le nombre de séquences de phases augmente, cela se fait au prix d'une augmentation des besoins en bits de la SI, réduisant ainsi le débit puisque le SI est transmis dans la bande passante des données. De manière similaire, PTS partage le fardeau de la

complexité en raison du nombre de blocs IFFT requis. Trouver la combinaison optimale de séquences de phase pour atteindre le PAPR le plus bas ajoute une autre couche de complexité à cette technique. Comme pour la SLM, le PTS nécessite également une transmission SI pour récupérer les données au niveau du récepteur **[49]**. De plus, le phénomène de l'écrêtage induit un rayonnement hors bande, entraînant une interférence indésirable dans les canaux adjacents. La technique ACE, présente deux inconvénients principaux **[120]**: elle offre notamment de faibles performances de réduction du PAPR pour les modulations de grand ordre. Deuxièmement, elle augmente la puissance moyenne du signal transmis.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les diverses caractéristiques d'un amplificateur de puissance non linéaire. Ensuite, nous avons étudié les effets de l'amplificateur de puissance sur un taux d'erreurs binaires élevé et le PAPR. Dans la deuxième partie, nous avons examiné le problème du PAPR élevé dans les systèmes multi-porteuses dans le cas particulier UFMC qui provoque des distorsions du signal utile. Tout d'abord, nous avons présenté la définition du PAPR, sa distribution et les normes approuvées pour les techniques de réduction du PAPR. Ensuite, nous avons introduit diverses techniques de réduction du PAPR classiques largement utilisées dans la littérature. Nous avons mis en avant leurs principes et leurs formules mathématiques. Enfin, nous avons présenté les inconvénients de ces techniques, ce qui nous a conduit à proposer une nouvelle technique pour réduire le PAPR du prometteur système UFMC pour les générations futures. Le chapitre suivant est consacré à expliquer notre contribution, qui consiste en la proposition d'une nouvelle technique de réduction du PAPR basée sur la technique de transformé à norme glissante discrète DSNT (Discrete Sliding Norm Transform). Grâce à cette technique, nous avons éliminé le PAPR élevé sans avoir besoin de transmettre des informations auxiliaires, comme c'est le cas dans la technique SLM et la technique PTS, et ce, sans ajouter de complexité supplémentaire.

CHAPITRE IV :

Nouvelle technique pour réduire PAPR dans le système UFMC

IV.1. Introduction

La forme d'onde multi-porteuse UFMC apparaît comme une option prometteuse pour la modulation MCM dans les systèmes 5G. Cela s'explique principalement par ses caractéristiques avantageuses, telles qu'un faible TEB et une latence minimale par rapport à d'autres formes d'onde telles que la GFDM **[121-125]**. Cependant, l'un des inconvénients majeurs du système UFMC est le PAPR élevé, un problème courant dans la transmission multi-porteuse. Ce PAPR élevé nécessite une large plage dynamique à la fois dans le convertisseur numérique-analogique et l'amplificateur de puissance pour assurer un bon fonctionnement. Le non-respect de cette large plage dynamique peut entraîner des non-linéarités dans l'HPA, provoquant une distorsion hors bande et une augmentation du TEB. Par conséquent, atténuer le PAPR dans le système UFMC est essentiel pour améliorer l'efficacité énergétique et la performance du TEB. Comme discuté précédemment au chapitre III, de nombreuses techniques ont été proposées pour réduire le PAPR dans les systèmes MCM, y compris les systèmes UFMC. Cependant, la plupart de ces propositions, comme constaté dans des recherches antérieures, se sont révélées difficiles à mettre en œuvre ou ont nécessité la transmission d'informations supplémentaires au récepteur.

Conscients de ces défis, nous présentons une nouvelle alternative qui est simple à mettre en œuvre et élimine le besoin de transmettre des informations supplémentaires pour réduire le PAPR. Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle technique de réduction paramétrique du PAPR, appelée la transformation $L_2 - by - 3$ de la famille des transformations à norme glissante (SNT : Sliding Norm Transform). En ajustant son paramètre, nous obtenons une réduction significative du PAPR. Ce chapitre comprend une analyse des capacités d'économie d'énergie et de la complexité computationnelle de notre technique $DSNT\ L_2 - by - 3$ proposée, ainsi qu'une comparaison de sa complexité avec deux autres méthodes : la sélection de mappage et la séquence de transmission partielle.

IV.2. Concept de la $DSNT\ L_p - by - N$

Dans cette section, nous présentons une approche novatrice appelée la technique de transformé à norme glissante discrète (DSNT), qui a été développée pour atténuer le problème du PAPR dans le contexte des signaux du système basé sur la technique de modulation UFMC. La DSNT présente un avantage considérable, car elle peut être mise en œuvre de manière transparente à la fois à l'émetteur et au récepteur, en faisant ainsi une solution adaptable pour des signaux de différentes longueurs **[49]**.

Pour amorcer notre exploration de la DSNT, nous commençons par fournir une définition complète de cette méthode de transformation. Ensuite, nous plongeons dans une analyse approfondie d'une instance spécifique de la DSNT connue sous le nom de transformation "$L_2 - by - 3$".

Commençons par considérer un vecteur réel, noté "x", composé de N échantillons, où $x = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})^T$. La DSNT, une transformation discrète non linéaire à N points, agit sur le vecteur x, produisant une sortie transformée notée "y", donne par $y = \hat{L}\, x$. Le résultat, "y", contient des échantillons obtenus grâce à un processus de calcul particulier **[126]**.

$$y_n = \begin{cases} x_0 & , \quad n = 0 \\ \dfrac{x_n}{\sqrt{\sum_{k=0}^{n} x_k^2}} & , \quad n = 1,2,\dots,N-1 \end{cases} \qquad \text{(IV.1)}$$

C'est ce qu'on l'appelle la transformation discrète de la norme glissante L_2, souvent désignée sous le nom de $L_2 - DSNT$, et elle peut être décrite comme une opération mathématique qui implique un processus appelé la normalisation glissante. Ce processus de normalisation glissante est précisément défini comme suit :

$$x_n \longrightarrow \frac{x_n}{\sqrt{\sum_{k=0}^{n} x_k^2}} \quad , \quad n = 1,2,\dots,N-1 \qquad \text{(IV.2)}$$

La valeur de la transformation au point $n = 0$ peut être interprétée de diverses manières, et en général, on suppose qu'à $n = 0$, la transformation capture des informations significatives sur le signal. Dans ce contexte, la transformation peut être conceptuellement divisée en deux parties distinctes, et la valeur de la transformation à $n = 0$ peut être traitée indépendamment du reste des indices. Par exemple, il existe deux façons courantes d'envisager y_0, la valeur de la transformation à $n = 0$. Une approche consiste à définir y_0 comme étant égal à x_0, ce qui signifie essentiellement que le premier élément du vecteur x est directement reflété dans la transformation à $n = 0$. Alternativement, y_0 peut être représentée comme **[126]**

$$y_0 = ||x||_2 = \sqrt{x_0^2 + x_1^2 + \dots + x_{N-1}^2} \qquad \text{(IV.3)}$$

Le processus de transformation implique de prendre un vecteur $x = (x_0, x_1, \dots, x_{n-1})^T$ et de le convertir en un nouveau vecteur où la première composante, y_0, conserve les informations spécifiques du point initial, tandis que les composantes restantes du vecteur transformé sont toutes contraintes d'avoir des valeurs absolues inférieures à 1, c'est-à-dire $|y_k| < 1$ pour $k = 1, 2, \dots, N-1$.

Il convient de noter que la définition de cette transformation implique une propriété particulière : si l'une des composantes y_k, où k n'est pas égal à 0, est égale à $+1$ ou -1, alors cette condition implique que toutes les valeurs de x de x_0 à x_{k-1} sont nulles. En d'autres termes, lorsque $y_k = \pm 1$ et $k \neq 0$, cela indique que tous les éléments de x de x_0 à x_{k-1} sont effectivement nuls. Il est à noter que la transformation :

$$x_n \longrightarrow y_n = \frac{x_n}{\sqrt{\sum_{k=0}^{n} x_k^2}} \quad , \quad n = 1,2,\dots,N-1 \tag{IV.4}$$

Le processus de reconstruction du vecteur x à partir de y est subjectif, ce qui signifie qu'il existe une méthode unique et bien définie pour accomplir cette tâche **[3, 49, 101, 126]**. La reconstruction du vecteur x à partir de y peut être réalisée à l'aide de la formule récursive suivante :

$$x_n = y_n \cdot \sqrt{\frac{1}{1-y_n^2}\sum_{k=0}^{n-1} x_k^2} \quad , \quad n = 1,2,\dots,N-1 \tag{IV.5}$$

Par conséquent, pour la reconstruction exacte de x, nous considérons que le premier composant de la transformation est x_0, ce qui conduit à la transformation définie par l'Éq.IV.1, lorsque $y_0 = x_0$ **[126]**:

$$x = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T \longrightarrow \hat{L}\, x = y = (x_0, y_1, \dots, y_{N-1})^T \tag{IV.6}$$

La conversion un-à-un peut également être définie en transférant toute l'énergie du signal vers le premier composant :

$$x = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T \longrightarrow y = (\|x\|_2, y_1, \dots, y_{N-1})^T \tag{IV.7}$$

Dans ce cas, le vecteur d'origine peut être reconstruit à partir de l'Éq.IV.4, en commençant par $n = N - 1$. En effet, la valeur d'origine de la dernière composante du vecteur est calculée comme suit **[49, 126]**:

$$x_{N-1} = y_{N-1} \cdot y_0 = y_{N-1} \cdot \|x\|_2 \tag{IV.8}$$

Pour calculer le reste des échantillons, nous commençons par exprimer l'Éq.IV.4 de la manière suivante :

$$x_n \longrightarrow y_n = \frac{x_n}{\sqrt{y_0^2 - [x_{N-1}^2 + x_{N-2}^2 + \cdots + x_{n+1}^2]}} \quad , \quad n = 1,2,\dots,N-1 \tag{IV.9}$$

Ainsi les échantillons $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ peuvent être calculés pour la transformation inverse en utilisant la formule récursive suivante

$$x_n = y_n\sqrt{y_0^2 - [x_{N-1}^2 + x_{N-2}^2 + \cdots + x_{n+1}^2]} \quad , \quad n = N-2, \ldots, 2,1 \qquad \text{(IV.10)}$$

$$x_0 = \sqrt{y_0^2 - [y_{N-1}^2 + y_{N-2}^2 + \cdots + y_1^2]} \qquad \text{(IV.11)}$$

Pour simplifier les calculs, nous pouvons supposer que $x_0 = 1$ dans les deux cas décrits ci-dessus.

IV.3. Concept de la $DSNT\ L_2 - by - 3$

Nous introduisons désormais le concept de la $DSNT\ L_2 - by - 3$, en tant que cas spécial de la transformation, lorsque la normalisation glissante est effectuée le long des 3 échantillons voisins. Il convient également de noter que, dans le $L_2 - by - 3$, le premier échantillon x_0 n'a pas besoin d'être une valeur spécifique, qu'elle soit 1 ou l'énergie du vecteur. En d'autres termes, le vecteur x_n dans son ensemble est transformé de la même manière en $L_2 - by - 3$, quel que soit l'indice.

Le concept de $DSNT\ L_2 - by - 3$ dépend de la distance et la norme L_2 de 3 échantillons à chaque opération de glissement. Fondamentalement, le signal d'entrée $x(n)$, d'une longueur de N échantillons, est transformé en utilisant la norme de 3 échantillons, $x(n-1)$, $x(n)$, et $x(n+1)$, comme indiqué dans ce qui suit **[49, 126]**:

$$\|(x_{n-1}, x_n, x_{n+1})\|_2 = \sqrt{x_{(n-1)_N}^2 + x_{(n)_N}^2 + x_{(n+1)_N}^2} \quad , \quad n = 1,2, \ldots, N-1 \qquad \text{(IV.12)}$$

Où $(\ )_N$ représente l'opération modulo N pour l'indices des échantillons dans le signal d'entrée. Pour $n = 0, x[n-1] = x[-1]$, dans ce cas $x[-1]$ désigne $x[N-1]$ dans l'opération modulo N. De même, pour $n = N-1, x[n+1]$ devient $x[N]$, ce qui correspond à $x[0]$ en appliquant l'opération modulo N. En résumé, $x[0]$ est transformé par $x[N-1]$, $x[0]$, et $x[1]$. $x[N-1]$ est transformé par $x[N-2]$, $x[N-1]$, et $x[0]$. La transformation définie est la suivante :

$$x_n \longrightarrow y_n = \frac{x_{(n)_N}}{\sqrt{x_{(n-1)_N}^2 + x_{(n)_N}^2 + x_{(n+1)_N}^2}} \quad , \quad n = 1,2, \ldots, N-1 \qquad \text{(IV.13)}$$

Il est important de rappeler que la technique $DSNT\ L_2 - by - 3$ est réversible, ce qui signifie que le vecteur x peut être reconstruit à partir de y **[126]**. À présent, le processus inverse, désigné par $(DSNT\ L_2 - by - 3)^{-1}$, peut être calculé aisément. Conformément à la définition de la transformation, ce qui suit est valide **[49, 101, 126, 127]**:

$$sign(x_n) = sign(y_n) \quad , \quad n = 1,2, \ldots, N-1 \qquad \text{(IV.14)}$$

Et $y_n = 0$ si et seulement si $x_n = 0$. Nous supposons d'abord que tous les y_n sont différents de zéro ($y_n \neq 0$). Le résultat de la transformation $DSNT\ L_2 - by - 3$ forme un système d'équations linéaires avec N inconnues qui sont les carrés du signal d'entrée x_n. Selon la référence **[126]**, il est possible de reconstruire le vecteur x en résolvant ce système d'équations, qui peut être exprimé sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \sigma_0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 \\ 1 & \sigma_1 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \sigma_2 & \cdots & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 1 & \sigma_{z-2} & 1 \\ 1 & 0 & \sigma_2 & \cdots & 0 & 1 & \sigma_{z-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0^2 \\ x_1^2 \\ x_2^2 \\ \vdots \\ x_{z-2}^2 \\ x_{z-1}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(IV.15)}$$

Ou $\sigma_n = 1 - \frac{1}{y_n^2} \quad , \quad n = 0,1, \ldots , N - 1$

En équation (IV.15), nous nous trouvons face à un ensemble d'équations linéaires représentées par $AX = Y$, où $A_{N\times N}$ est une matrice tridiagonale périodique, et $X_{N\times 1}$ est un vecteur d'inconnues contenant toutes les valeurs au carré $x_0^2, x_1^2, \ldots, x_{N-1}^2$. Cela permet la reconstruction du signal original x_n **[101, 126, 127]**.

$$x_n = \left(+\sqrt{x_n^2}\right) \cdot sign(y_n) \quad , \quad n = 0,1, \ldots , N - 1 \quad \text{(IV.16)}$$

IV.4. Schéma DSNT-UFMC proposé

Comme mentionné précédemment, la technique DSNT se distingue comme l'une des méthodes utilisées pour réduire le PAPR dans les signaux multi-porteuses **[3, 101]**. Elle est applicable aussi bien du côté de l'émetteur que du côté du récepteur et est polyvalente pour traiter des signaux de différentes longueurs, comme illustré dans la Fig.IV.1.

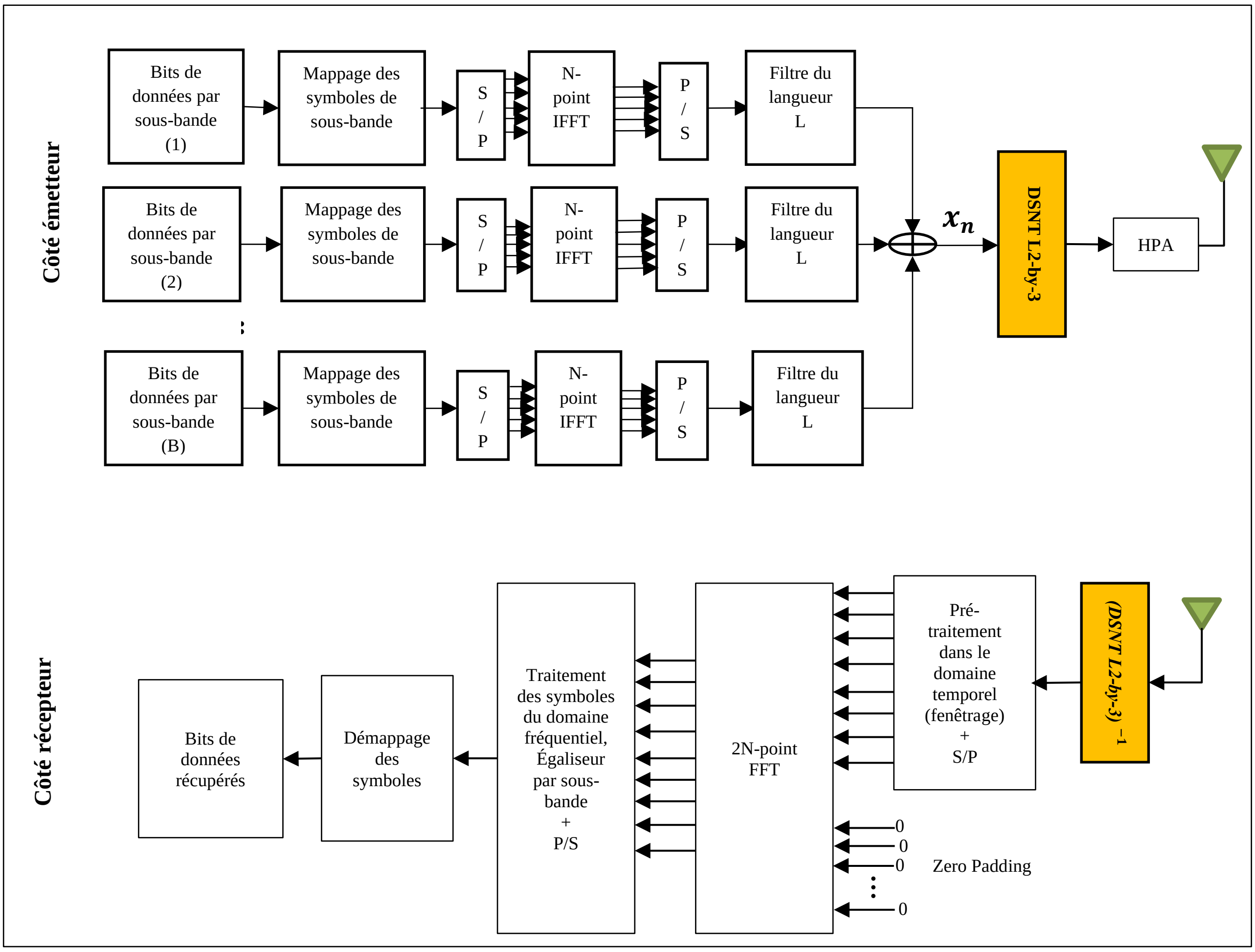


Fig.IV.1 ***: Schéma DSNT-UFMC proposé.***

La mise en œuvre numérique de cette approche nécessite l'utilisation de la forme échantillonnée du signal UFMC (telle que définie dans l'Éq.II.10 du Chapitre II), se concentrant ainsi sur l'analyse du signal sur une durée limitée. Lors de la transmission, le bloc $DSNT\ L_2-by-3$ est inséré immédiatement après la sommation des signaux pour réduire les fluctuations du signal résultant. Ce bloc fonctionne selon l'algorithme présenté ci-dessous :

1er Étape : Entrez le signal de transmission x_n.

2ème Étape : Déterminez la 1ère valeur du signal de sortie y_1 :

$$y_1 = \frac{x_1}{\sqrt{x_N^2 + x_1^2 + x_2^2}} \qquad \text{(IV.17)}$$

3ème Étape : Déterminez la dernière valeur du signal de sortie y_N :

$$y_N = \frac{x_N}{\sqrt{x_{N-1}^2 + x_N^2 + x_1^2}} \qquad \text{(IV.18)}$$

4ème Étape : déterminer la $i^{ème}$ valeur du signal de sortie y_i :

$$y_i = \frac{x_i}{\sqrt{x_{i-1}^2 + x_i^2 + x_{i+1}^2}} \quad , \quad 1 < \ i < N-1 \tag{IV.19}$$

À la réception, nous devons rétablir le signal d'origine en appliquant un traitement inverse, une opération assurée par le bloc $(DSNT\ L_2\ -\ by\ -\ 3)^{-1}$ visible dans la Fig.IV.1. Cette opération est effectuée en suivant les étapes suivantes.

1er Étape : Initialisez le compteur $i\ =\ 0$; Entrez ensuite le signal estimé à l'entrée $\hat{y}_n$ du récepteur :

2ème Étape : Pour tous les cas où $\hat{y}_n[i] = 0$, mettez $x_n[i] = 0$, puis incrémentez i. Gardez ensuite le signe de xn selon l'expression :

$$Abs[i] = \sqrt{x_n[i]^2} \tag{IV.20}$$

3ème Étape : Pour tous les cas où $\hat{y}_n[i] \neq 0$,

$$x_n[i] = Abs[i]\ \times sign(y_n[i]) \quad , \quad i = 1,2,\dots,N \tag{IV.21}$$

L'algorithme doit être répété jusqu'à ce que le signal soit terminé.

IV.5. Résultats de simulation et discussions

Cette section traite l'évaluation des performances du système DSNT-UFMC, en mettant l'accent sur la réduction du PAPR et les performances du TEB. L'évaluation est effectuée en utilisant les résultats de simulations obtenus à partir de l'environnement MATLAB®. Plus précisément, l'étude prend en considération deux types de fenêtres différents, Kaiser et Chebyshev, dans l'analyse. Les données générées de manière aléatoire sont modulées en utilisant le $4-QAM$ et transmises à travers un canal AWGN. Il est important de noter que la taille des sous-bandes doit dépasser l'unité ($S_{sous-bandes}\ >\ 1$), et le nombre de sous-bandes ($N_{\text{sous−bandes}}$) est influencé par la taille de N_{FFT} .

$$\underbrace{N_{\text{sous−bandes}} * S_{\text{sous−bandes}}}_{N_{\text{sous−porteuses}}} \leq N_{FFT} \tag{IV.22}$$

Pour le cas de la fenêtre de Kaiser et conformément à l'Éq.II.21, le paramètre β est fixé à $\beta = 5{,}38$ en vue de l'atténuation des lobes latéraux $\alpha = 40\ dB$. Le Tableau IV.1 résume les autres paramètres utilisés dans cette simulation.

Tableau IV.1 : *Paramètres requis utilisés dans l'environnement MATLAB®*

Paramètres	**Valeur**
Taille FFT	1024
Tailles des sous-bandes	30
Nombre de sous-bandes	30
Longueur du filtre	40
Niveau des lobes latéraux du filtre	40 dB
Nombre de symboles	9

Les Fig.IV.2 et IV.3 illustrent les signaux en domaine temporel du système UFMC, mettant en évidence l'impact de l'utilisation des techniques DSNT et leurs implications plus larges. Dans la Fig.IV.2, on peut facilement discerner plusieurs pics de puissance par rapport au niveau de signal moyen. Il est à noter que la disparité entre le niveau de signal moyen et ces pics de puissance est de 1.5, atteignant jusqu'à 1.8 au pic le plus élevé. En revanche, la Fig.IV.3 démontre que l'effet DSNT élimine efficacement les pics les plus importants. De plus, tous les pics préexistants sont maintenus dans le signal de sortie, plafonnés à un niveau maximum de 1. En conséquence, l'intégration des techniques DSNT réduit de manière significative la plage des fluctuations momentanées dans le signal UFMC d'origine. De plus, les techniques DSNT servent à amplifier les signaux de faible puissance, soulignant leur utilité plus étendue dans le traitement des signaux.

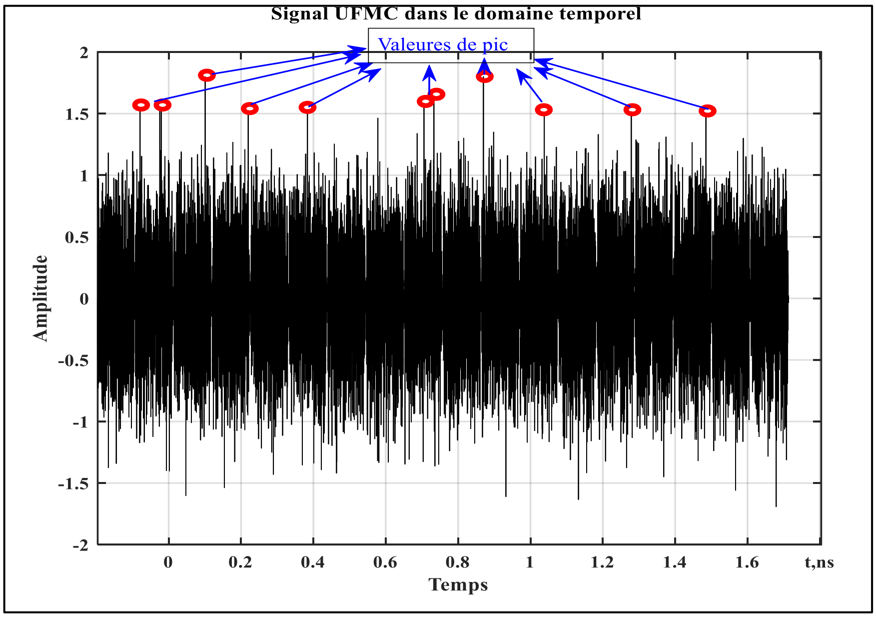


Fig.IV.2 : *Signal temporel de l'UFMC équipé sans technique DSNT.*

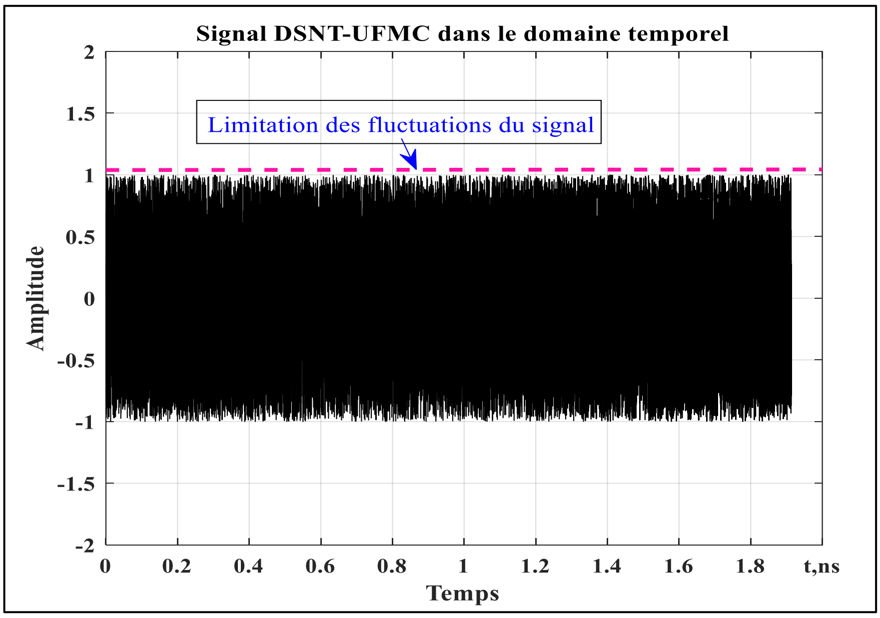


Fig.IV.3 : *Signal temporel de l'UFMC équipé avec technique DSNT*

En analyse de signaux, l'Éq.III.4 est utilisée pour déterminer le PAPR du signal x_n, ce qui implique le calcul de la puissance moyenne des signaux statistiques. Plus précisément, la Fig.IV.4 illustre une comparaison entre le PAPR obtenu en mettant en œuvre le schéma UFMC avec différentes fenêtres proposées pour format les signaux du système UFMC. Cette analyse comparative repose sur la CCDF en tant que métrique pour évaluer le PAPR. L'Éq.III.6 est utilisée pour représenter la CCDF du signal UFMC dans tous les schémas.

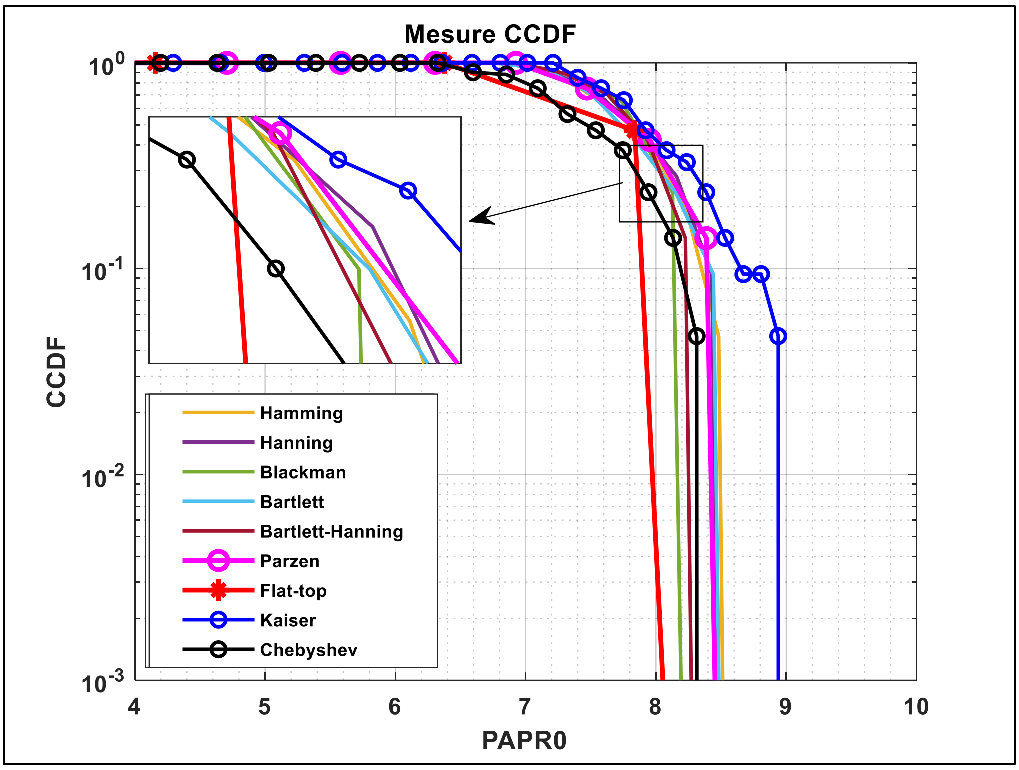


Fig.IV.4 ***:*** *Comparaison CCDF du PAPR pour différentes fenêtres du système UFMC.*

Comme illustré dans la Fig.IV.4, les signaux du système UFMC présentent un problème significatif de PAPR élevé avec toutes les techniques de fenêtrage suggérées. Il y a une légère amélioration lors de l'utilisation de la fenêtre Flat-top proposée ; cependant, ce défi persiste, entraînant une distorsion du signal en raison de l'interaction avec la région non linéaire de l'amplificateur. Cette étude aborde cette préoccupation en introduisant la technique DSNT comme moyen de réduire l'augmentation des valeurs de PAPR. Notre principal objectif portera sur les deux fenêtres largement utilisées dans les systèmes UFMC : la fenêtre de Chebyshev et la fenêtre de Kaiser. La Fig.IV.5 illustre une comparaison entre le PAPR obtenu en mettant en œuvre le schéma DSNT-UFMC proposé et le PAPR acquis lors de l'utilisation du schéma UFMC traditionnel en ce qui concerne la fonction de largeur de filtre.

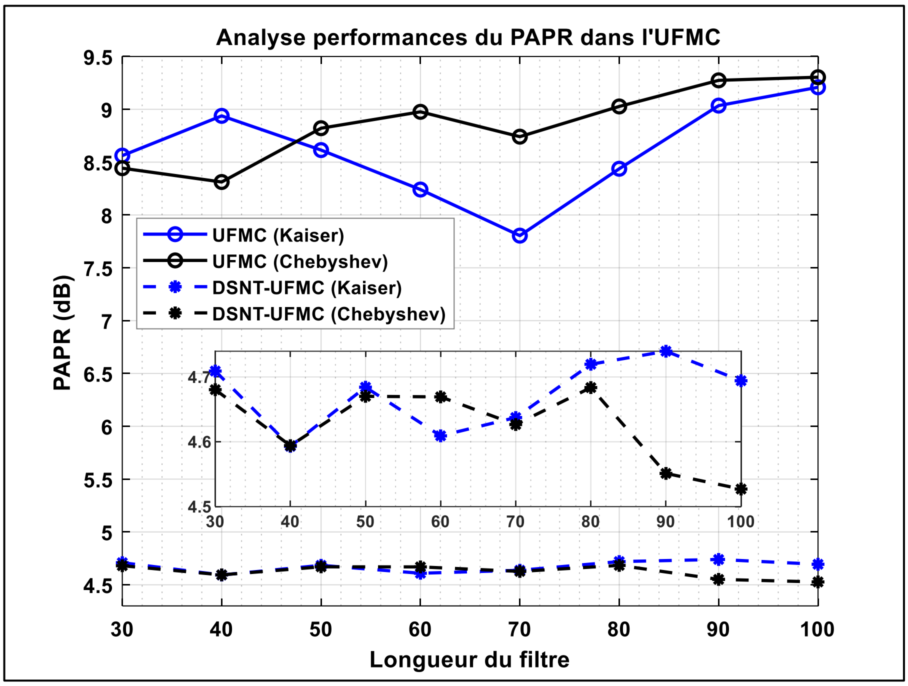


***Fig.IV.5** : Comparatif PAPR des fenêtres Kaiser et Chebyshev pour le système UFMC.*

Veuillez noter que le seuil de saturation est présupposé par $PAPR_0$, comme décrit dans l'Éq.III.6, ce qui permet de calculer la probabilité que le PAPR d'un bloc de symboles dépasse un niveau de saturation spécifié, $PAPR_0$. Par conséquent, la Fig.IV.6 présente une analyse comparative de la réduction de la fonction CCDF entre la nouvelle méthode proposée et la méthode traditionnelle, ainsi que par rapport aux autres méthodes proposées SLM et PTS.

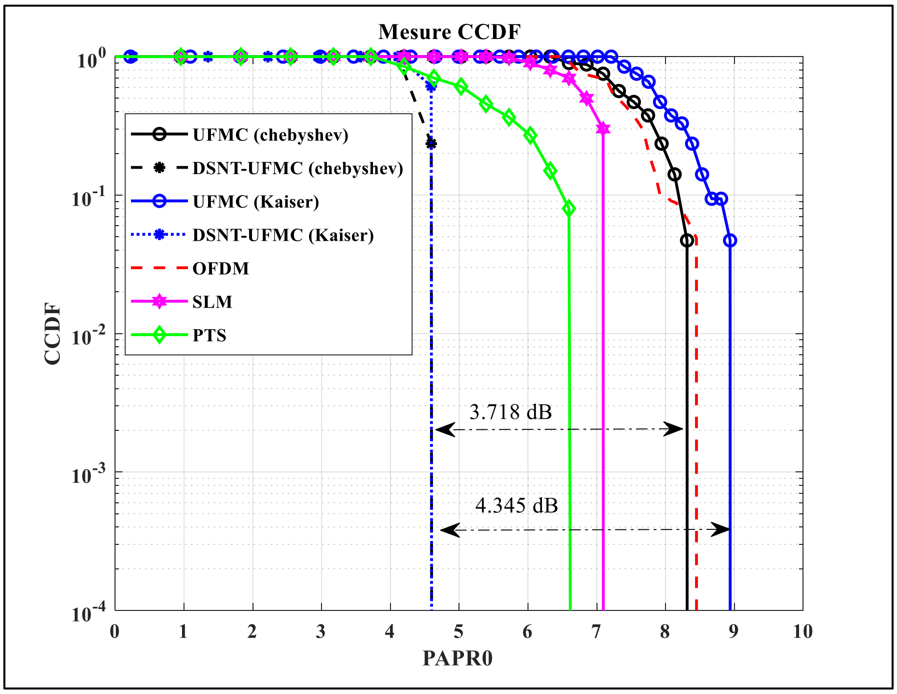


***Fig.IV.6** : Comparaisons de réduction PAPR pour le système UFMC équipé sans et avec des techniques DSNT.*

Comme indiqué dans la Fig.IV.6, particulièrement lorsque le taux d'écrêtage est réglé à 10^{-4}, il est évident que la réduction de la PAPR obtenue par le schéma UFMC–DSNT proposé ici est moins significative que ce que le schéma conventionnel offre lorsqu'il utilise à la fois les fenêtres Kaiser et Chebyshev. Les résultats de réduction de la PAPR sont résumés dans le Tableau IV.2, avec le résultat supérieur mis en évidence en **gras**. De plus, le tableau fournit des informations sur le ratio d'amélioration obtenu lors de la mise en œuvre du schéma proposé. Le Gain de réduction en décibels (dB) est calculé à l'aide de l'Éq.III.7, tandis que l'Éq.IV.23 est utilisée pour déterminer l'amélioration en pourcentage.

$$Taux(\%) = 100 * \frac{(PAPR_{UFMC} - PAPR_{UFMC-DSNT})}{PAPR_{UFMC-DSNT}} \tag{IV.23}$$

Tableau IV.2 *: Comparaison de la réduction du PAPR donnée.*

Schéma \ Fenêtre	Kaiser	Chebyshev
Schéma DSNT-UFMC proposé	$\mathbf{4.593\ dB}$	$\mathbf{4.594\ dB}$
UFMC conventionnel	8.938 dB	8.912 dB
Gain de réduction de la PAPR (dB)	4.345 dB	3.718 dB
Taux d'amélioration de la PAPR (%)	94.60%	93.99%

De plus, le Tableau IV.3 présente une analyse comparative du PAPR pour quatre techniques de mapping distinctes : $4-QAM$, $16-QAM$, $64-QAM$ et $256-QAM$. Cette évaluation englobe à la fois les systèmes OFDM et UFMC, avec et sans l'incorporation des techniques DSNT, tout en utilisant à la fois les fenêtres Kaiser et Chebyshev.

Tableau IV.3 *: Comparaison du PAPR pour quatre techniques de mapping.*

Mapping	Fenêtre Chebyshev		Fenêtre Kaiser		OFDM
	UFMC	DSNT-UFMC	UFMC	DSNT-UFMC	
4-QAM	8.312	4.594	8.938	4.593	8.445
16-QAM	8.0476	4.5753	9.3478	4.6759	8.7089
64-QAM	7.5912	4.3697	7.9039	4.7001	7.9576
256-QAM	8,7438	4.7481	8.3739	4.7094	8.4945

Les Fig.IV.7 et IV.8 présentent une évaluation approfondie de la performance du TEB dans le contexte des systèmes UFMC. Ces figures illustrent la comparaison entre les systèmes UFMC, à la fois avec et sans la technique DSNT. L'analyse repose sur des simulations rigoureuses effectuées à l'aide de l'approche Monte-Carlo, couvrant une plage de rapports signal/bruit. La Fig.IV.7 met particulièrement en avant les résultats obtenus grâce aux simulations Monte-Carlo, offrant une vue détaillée de la manière dont la performance du TEB des systèmes UFMC varie en fonction des différents niveaux de RSB. Ces résultats revêtent une importance cruciale pour la compréhension de la robustesse du système dans diverses conditions de bruit, et ils sont présentés de manière visuelle pour une meilleure clarté. La Fig.IV.8, quant à elle, se concentre sur la comparaison de la performance du TEB, notamment lorsque le RSB est fixé à 5 dB. Ce niveau contrôlé de RSB permet une évaluation détaillée de la performance du système UFMC, avec et sans la technique DSNT, en mettant un accent particulier sur l'impact de la longueur du filtre.

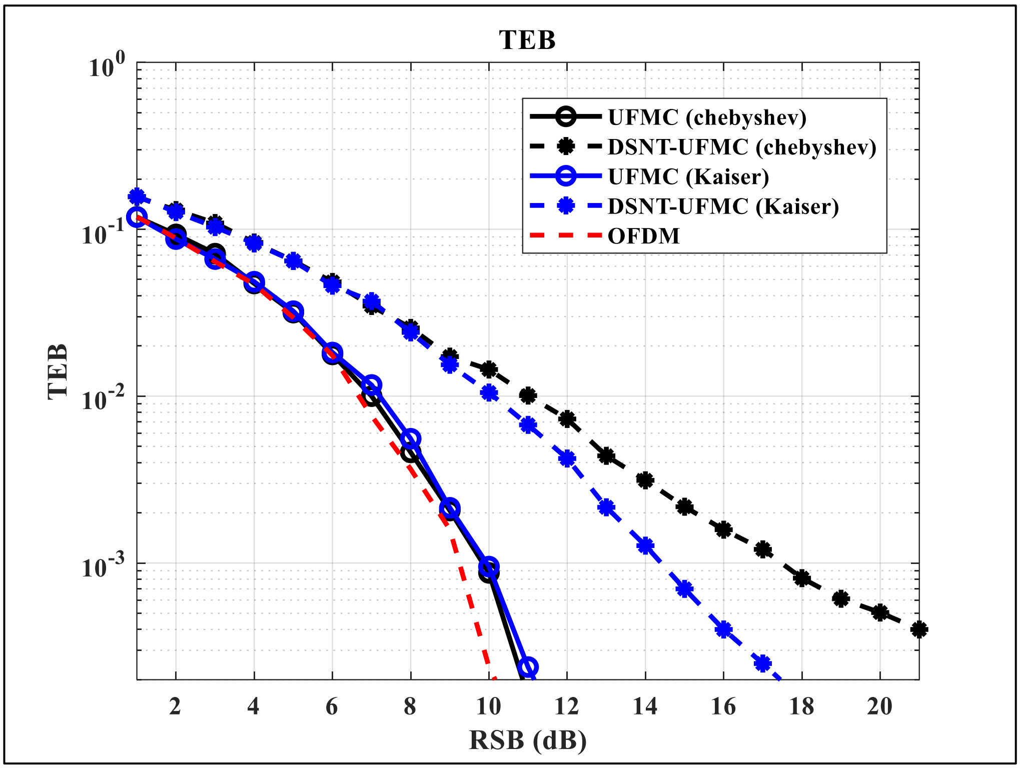


***Fig.IV.7**: Comparaisons de TEB du système UFMC équipé sans et avec la technique DSNT.*

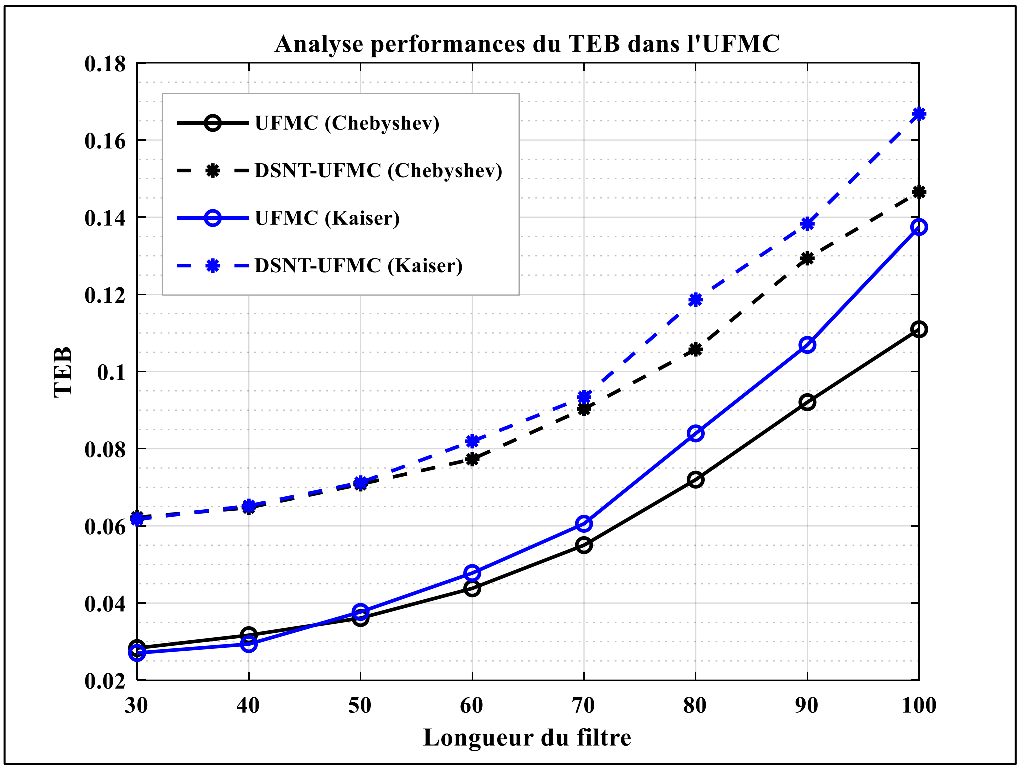


Fig.IV.8 : *Comparaison du TEB des fenêtres de Kaiser et de Chebyshev pour le système UFMC (SNR=5dB).*

Les résultats présentés dans les Fig.IV.7 et IV.8 révèlent que les performances du système UFMC-DSNT proposé présentent malheureusement des lacunes par rapport au système UFMC conventionnel. Plus précisément, il affiche des performances insatisfaisantes à la fois en matière de diffusion à fréquence adjacente et de diffusion parasite. Cela peut résulter de la nature de traitement de la technique DSNT, qui se manifeste sous forme de bruit intrinsèque dans le système **[49]**. L'amplificateur de puissance de l'émetteur doit avoir une large plage linéaire pour couvrir toutes les valeurs du signal, ce qui entraîne une augmentation des coûts de transmission. Par conséquent, l'utilisation de la technique DSNT peut être très bénéfique. De plus, dans la technique DSNT, il existe un compromis approprié entre la réduction du PAPR et les performances en termes TEB. Comme mentionné par "Dursun and Grigoryan en 2010" dans **[126]**, l'Éq. IV.24 peut être utilisée pour convertir le signal de x_n en y_n comme suit.

$$x_n \rightarrow y_n = \frac{x_n}{\sqrt{\gamma + x_{n-1}^2 + x_n^2 + x_{n+1}^2}} \quad , \qquad n = 0,1,2,\dots,N-1 \qquad \text{(IV.24)}$$

Ici, la sortie du PAPR résultant de cette transformation peut être ajustée par un paramètre noté γ, où γ varie entre 0 et 1. Ce paramètre sert de moyen pour affiner le processus de transformation. Fondamentalement, cela signifie que pour une même entrée, la transformation peut produire différentes valeurs de PAPR en fonction de la valeur spécifique de γ utilisée. Il

est important de noter que si la valeur d'entrée x_n devient nulle pour une valeur donnée de n, la sortie y_n sera également mise à zéro, en ignorant le calcul du dénominateur tel que décrit dans l'Éq.IV.24. Par conséquent, cette approche élimine efficacement le problème de singularité qui survient lorsqu'une division par zéro se produit, même lorsque x_{n-1}, x_{n+1} et γ sont tous égaux à zéro. En conséquence, les Fig.IV.9 et IV.10 fournissent une analyse comparative des performances de TEB et de la réduction du PAPR pour différentes valeurs de γ dans la plage [0,1].

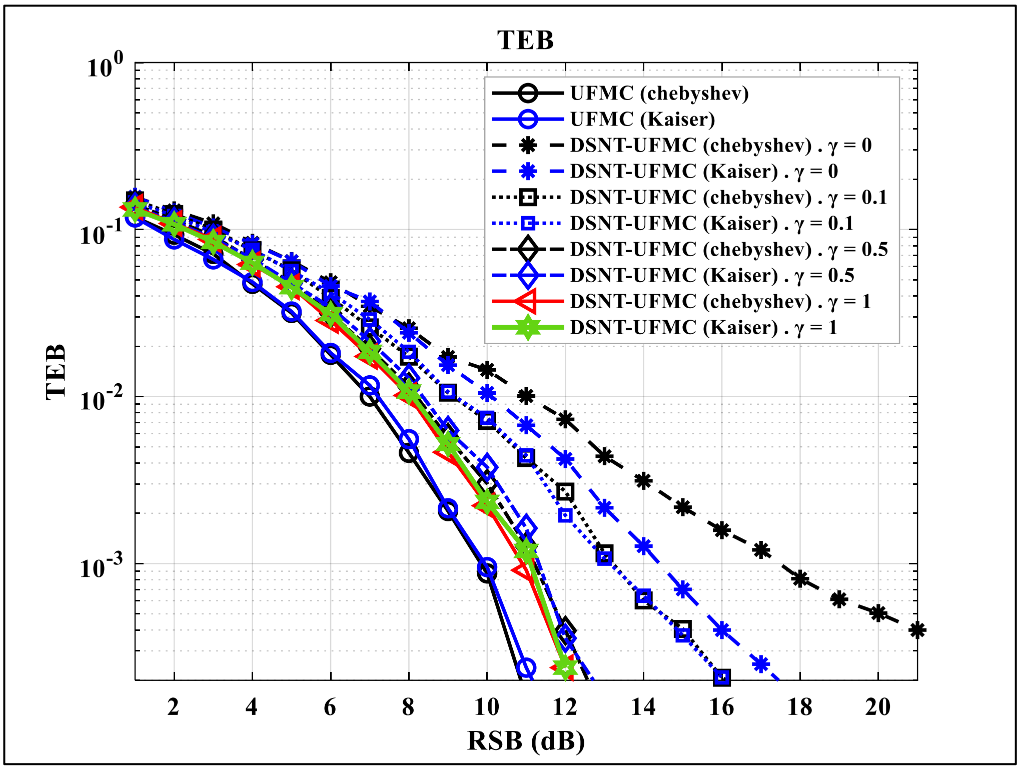


Fig.IV.9 *: Performances du TEB lorsque* $\gamma = [0:1]$.

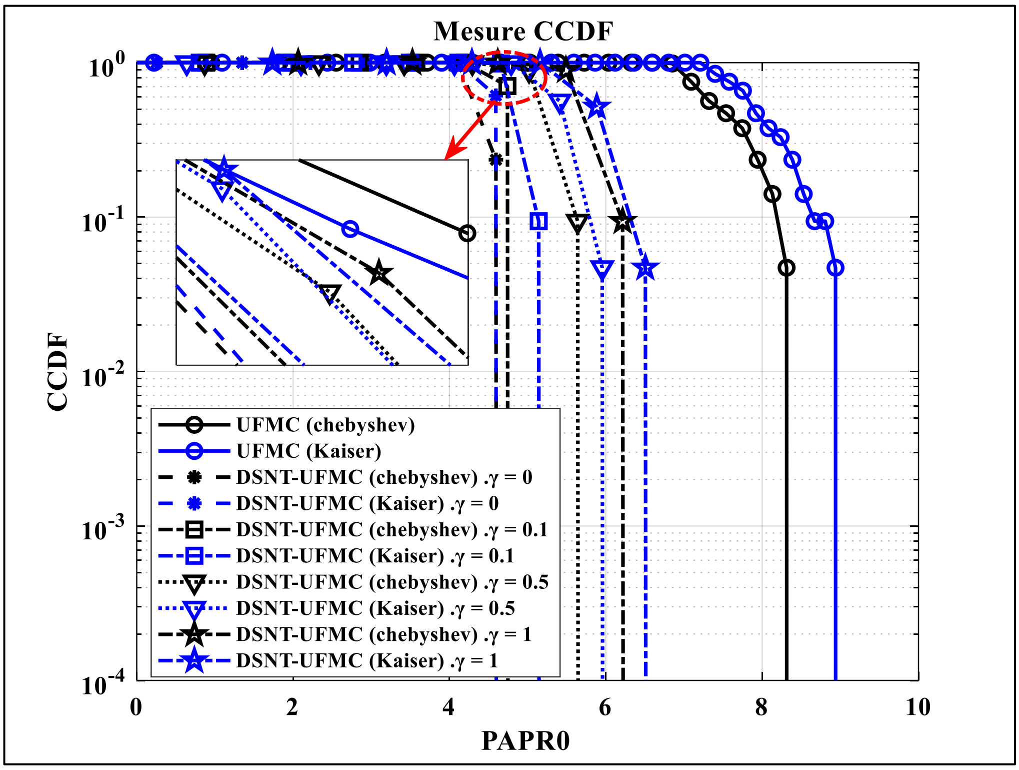


Fig.IV.10 : *Performances du PAPR lorsque* $\gamma = [0:1]$.

Comme illustré dans les Fig.IV.9 et IV.10, on observe une relation inverse significative entre le taux de réduction du PAPR et le paramètre γ. À l'inverse, on constate une association directe entre les performances du TEB et ce même paramètre γ.

À la lumière des conclusions présentées dans la Fig.IV.10, en particulier lorsqu'on considère un taux de troncature de 10^{-4}, le Tableau IV.4 fournit un résumé complet de l'ampleur de l'amélioration de la réduction du PAPR obtenue lorsque le schéma proposé est mis en œuvre pour différentes valeurs de γ.

Tableau IV.4 : *Comparaison de la réduction de PAPR donnée en fonction de* γ.

Fenêtres / **Valeur γ**	Kaiser	Chebyshev
$\gamma = 0$	**94.60%**	**93.99%**
$\gamma = 0.1$	**73.86%**	**75.32%**
$\gamma = 0.5$	**50.12%**	**47.38%**
$\gamma = 1$	**37.50%**	**33.85%**

Même si une méthode présente des caractéristiques puissantes, pour sa mise en œuvre dans des systèmes réels, il est essentiel de prendre en compte la complexité computationnelle. Dans ces circonstances, des techniques excessivement complexes seront impossibles à mettre en œuvre. Par conséquent, il existe un compromis entre les performances et la complexité de la technique de réduction du PAPR qui doit être soigneusement pris en considération.

Maintenant, le Tableau IV.5 et le Tableau IV.6 présentent la comparaison de la complexité computationnelle de diverses techniques de réduction du PAPR pour le système UFMC en termes du nombre d'opérations de multiplication et d'addition. Il convient de noter que la complexité computationnelle de SLM et de PTS a été définie et formulée en détail dans **[96, 119, 128]**, où le nombre d'additions pour chaque technique est mentionné dans le Tableau IV.5, tandis que le nombre de multiplications pour chaque technique est mentionné dans le Tableau.IV.6.

Tableau IV.5 : *Le nombre d'additions utilisées dans les techniques existantes.*

Technique	Nombre d'additions
SLM conventionnel	$U_m(BN_0[\log_2 N_0 + 2\log_2 2N_0] + (B-1)(2N_0) + 2N\log_2 2N)$
E-SLM **[96, 119]**	$2\sqrt{U_m}(BN_0[\log_2 N_0 + 2\log_2 2N_0] + (B-1)(2N_0) + 2N\log_2 2N) + U_m L_{SYM}$
P-SLM **[96]**	$\sqrt{U_m}(BN_0[\log_2 N_0 + 2\log_2 2N_0] + (B-1)(2N_0) + 2N\log_2 2N) + \left(U_m - \sqrt{U_m}\right)L_{SYM}$
PTS conventionnel **[128]**	$2W^{V-1}\left(LN + L_f - 1\right)(V-1)$
PTH-PTS **[128]**	$(V-1)\left\{2(K-1)\left(LN + L_f - 1\right)\right\}$
DSNT L_2-by-3	$26\,N$

***Tableau IV.6**: Nombre de multiplications utilisées dans les techniques existantes.*

Technique	Nombre de multiplications
SLM conventionnel	$U_m(BN_0[\frac{1}{2}log_2 N_0 + log_2 2N_0 + 2] + N\, log_2 2N + L_{SYM})$
E-SLM **[96, 119]**	$2\sqrt{U_m}(BN_0[\frac{1}{2}log_2 N_0 + log_2 2N_0 + 2] + N\, log_2 2N) + U_m L_{SYM}$
P-SLM **[96]**	$\sqrt{U_m}(BN_0[\frac{1}{2}log_2 N_0 + log_2 2N_0 + 2] + N\, log_2 2N) + U_m L_{SYM}$
PTS conventionnel **[128]**	$W^{V-1}(LN + L_f - 1)(V - 1)$
PTH-PTS **[128]**	$V(LN + L_f - 1)$
DSNT L_2-by-3	$44\, N$

Ou U_m : Modulateurs UFMC, N : Nombre de sous-porteuses, L_f : Longueur du filtre, L_{SYM} : Longueur du symbole UFMC, W : Vecteur de facteur de rotation de phase, V : Nombre de sous-blocs, L : Facteur de sur-échantillonnage, B : Nombre de sous-bandes, K : Nombre de sous-porteuses dans chaque sous-bande.

En général, la complexité computationnelle est une mesure essentielle pour évaluer la consommation d'énergie nécessaire pour un Processeur de Signaux Numériques (DSP : Digital Signal Processor) **[129]**. Conformément au Tableau IV.5 et au Tableau IV.6, en particulier pour le scénario $DSNT\ L_2 - by - 3$, la complexité computationnelle correspondante est beaucoup plus faible que celle trouvée dans les deux propositions de réduction de PAPR PTS et SLM. Cela s'explique par le fait que pour chaque échantillon du signal d'entrée, il y a 3 opérations d'addition, 3 opérations de multiplication, 1 opération de division et 1 opération de racine carrée, toutes ces opérations étant effectuées sur des nombres réels. Cela donne un total de 13 opérations d'addition et 22 opérations de multiplication. De plus, compte tenu de la présence de nombres complexes, c'est-à-dire de parties réelles et imaginaires dans chaque signal d'entrée, cela conduit donc à un total de 26 opérations d'addition et 44 opérations de multiplication. En fin de compte, le scénario $DSNT\ L_2 - by - 3$ proposé nécessite également moins d'opérations que les autres méthodes mentionnées dans le Tableau.IV.5 et le Tableau.IV.6 ci-dessus. La comparaison des trois méthodes pour différents N-IFFT (avec suréchantillonnage $L = 4$) est

présentée sur la Fig.IV.11. La complexité de calcul de la méthode proposée est très faible par rapport à SLM et PTS.

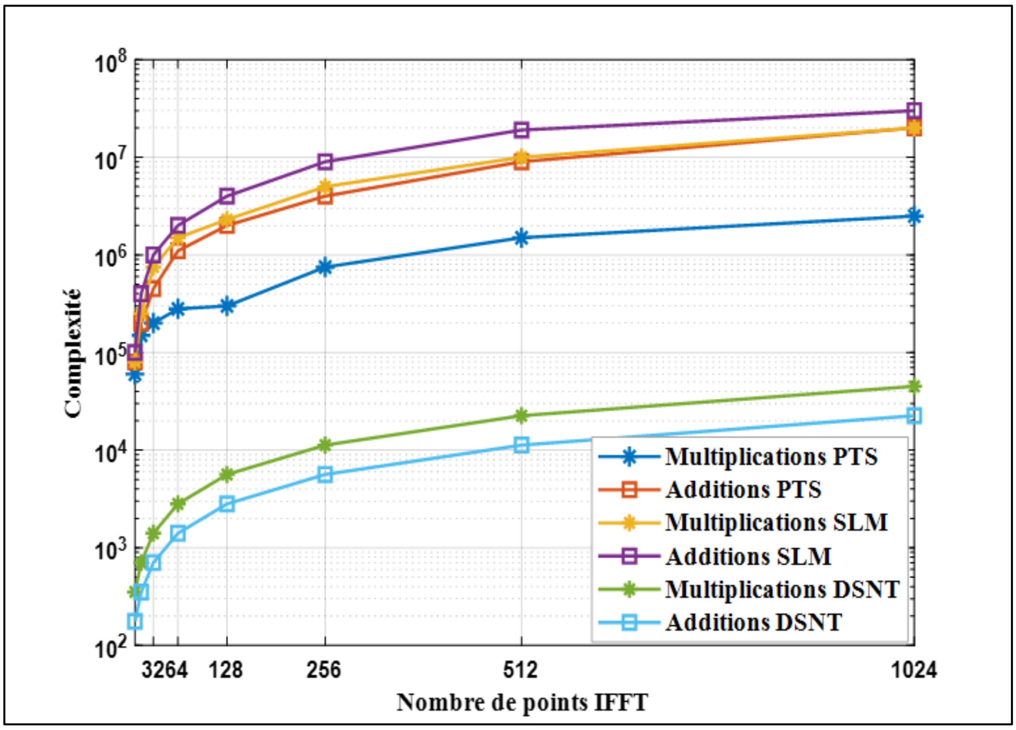


Fig.IV.11 **:** *Complexité de calcul de L_2-by-3, SLM, PTS.*

IV.6. Perspectives du travail

Dans cette thèse, nous avons examiné la technique DSNT en tant que méthode de réduction de la PAPR. Cette technique est employée en raison de sa simplicité et de son gain de réduction direct. De nombreuses orientations peuvent être suivies pour mener des recherches supplémentaires. À notre avis, il serait intéressant de prendre en considération les aspects énumérés suivants :

- La méthode $DSNT - L_2 - by - 3$ repose sur une normalisation glissante qui s'ajuste individuellement pour chaque échantillon du signal. En utilisant l'une des techniques d'optimisation modernes, telles que PSO ou G, il est possible de modifier le paramètre (γ) dans l'Éq.IV.24 pour améliorer le rapport signal/bruit du signal de sortie, conduisant finalement à la convergence vers une formule optimisée de DSNT. Il est fort probable que cette approche constitue une solution efficace pour résoudre le problème de la dégradation du TEB.
- En utilisant la technique DSNT paramétrique pour définir une norme optimale, il est envisageable d'introduire des paramètres d'ajustement (σ, β, γ) dans l'Éq.IV.13 de la manière suivante :

$$x_n \longrightarrow y_n = \frac{x_{(n)_N}}{\sqrt{\sigma x^2_{(n-1)_N} + \beta\, x^2_{(n)_N} + \gamma\, x^2_{(n+1)_N}}} \quad , \quad n = 1,2, \dots , N-1 \qquad \text{(IV.25)}$$

Grâce à l'application de techniques d'optimisation modernes telles que PSO ou GA, il devient possible de modifier les paramètres (σ, β, γ) dans le but d'améliorer le RSB du signal de sortie. Cette approche semble vraisemblablement offrir une solution efficace au problème de la dégradation du TEB.

- Les références **[49]** et **[3]** explorent la cause première de la baisse des performances du TEB, en l'attribuant à l'introduction de bruit supplémentaire à l'entrée du récepteur. En conséquence, deux approches plus raisonnables émergent pour atténuer ce problème. La première approche, comme le montre la référence **[49]**, consiste à intégrer un codage convolutif dans le canal. La deuxième approche consiste à déployer un filtre adaptatif, soit en sortie d'émetteur, soit en entrée de récepteur, afin d'atténuer l'effet de ce bruit.

IV.7. Conclusion

Dans le précédent chapitre II, nous avons mis en évidence l'un des principaux avantages de l'UFMC par rapport à l'OFDM, à savoir la configuration de son spectre caractérisée par une faible émission hors bande. Cependant, il est désormais confronté à un taux élevé de rapport de puissance crête/puissance moyenne, similaire à d'autres formes d'ondes multi-porteuses. Au cours du chapitre III, nous avons également examiné diverses techniques spécifiques visant à réduire le PAPR dans les systèmes UFMC. Dans le cadre de ce chapitre, nous avons analysé l'accroissement du PAPR dans les systèmes UFMC pour plusieurs filtres proposés. Parallèlement, nous avons présenté une nouvelle méthode nommée $DSNT\ L_2 - by - 3$, conçue pour atténuer le PAPR dans les systèmes UFMC. Les simulations ont démontré l'efficacité de cette technique. Nous avons évalué les performances de cette technique en la comparant avec différentes méthodes utilisées pour réduire le PAPR telles que PTS et SLM. Le résultat est une réduction significative du PAPR, d'environ 94%, avec une complexité de calcul nettement inférieure à celle de certaines techniques. En conclusion, nous avons identifié le problème de la dégradation du TEB et proposé des alternatives en tant que perspectives de notre travail, dans le but d'élaborer un schéma plus performant.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Dans le contexte des communications sans fil, le multiplexage par répartition orthogonal de fréquence est un principe de conception d'onde bien établi et largement étudié. Il a trouvé une application étendue dans des technologies telles que la 4G (LTE) et IEEE 802.11 (WiFi) pour la transmission de données par voie hertzienne. L'OFDM offre plusieurs avantages, mais il possède également une caractéristique fondamentale qui le rend moins attrayant pour les futurs systèmes de communication cellulaire, souvent désignés sous le nom de 5G. Une caractéristique notable de l'OFDM est sa division du spectre en plusieurs sous-bandes parallèles orthogonales, ce qui permet une transmission efficace des données. Cependant, cette caractéristique n'est valable que dans des conditions idéales. Ces conditions idéales comprennent une synchronisation parfaite en fréquence et un alignement temporel précis dans la durée du préfixe cyclique. Atteindre de telles conditions dans la 4G (LTE) est possible grâce à un mécanisme de bouclage en circuit fermé et à des exigences strictes en matière d'oscillateur.

Compte tenu de ces contraintes, atteindre le même niveau de synchronisation que dans la LTE devient impraticable. Par conséquent, un système futur axé sur l'utilisateur, comme la 5G, peut nécessiter une approche différente. L'OFDM, avec ses sous-porteuses synchrones dans le domaine fréquentiel, souffre de fortes interférences entre sous-porteuses lorsque la synchronisation n'est pas parfaite, ce qui le rend moins adapté à ce scénario. Cette prise de conscience a conduit à l'exploration d'une forme d'onde alternative : la multi-porteuse à base de filtre universal. L'UFMC, comme l'OFDM, divise le spectre en plusieurs sous-bandes orthogonales, mais intègre une fonctionnalité de filtrage pour des groupes de sous-porteuses ; UFMC, une méthode de modulation multi-porteuse pour OFDM filtré et FBMC. Cette conception réduit significativement la présence de lobes latéraux et, par conséquent, atténue le problème d'interférence entre sous-porteuses décrit précédemment. En conséquence, un système utilisant l’UFMC est mieux adapté pour relever les défis de synchronisation et d’interférence associés à un système final 5G, en particulier dans le contexte de l’IoT et de ses exigences matérielles.

Le principal inconvénient du réseau UFMC est le PAPR élevé, car il affecte négativement la sortie et compromet le spectre du signal. Bien que la solution conventionnelle pour éviter les problèmes de PAPR soit d'utiliser des HPAs de haute qualité, ils sont généralement coûteux et volumineux. En attendant, configurer une importante réduction de puissance pour faire fonctionner le HPA dans la plage linéaire réduira l'efficacité de l'amplificateur de puissance et

augmentera la consommation d'énergie du système. La meilleure approche pour la puissance maximale du signal UFMC jusqu'à ce que le signal ait été transmis est d'obtenir la valeur maximale de PAPR. Plusieurs études ont été consacrées au problème de la réduction de PAPR et, en tant que tel, plusieurs stratégies ont été proposées pour réduire le "pic du signal multi-porteuse" et, plus récemment, le système UFMC. Dans la littérature, un certain nombre de méthodes de minimisation de PAPR ont été proposées pour résoudre le problème de PAPR, qui sont décrites dans cette thèse (chapitre III). Ce travail a également présenté une nouvelle méthode pour réduire le PAPR du signal UFMC au chapitre IV, et les avantages, les faiblesses et les méta-structures sont également discutés au chapitre IV.

Les résultats des simulations ont validé l'efficacité du système UFMC avec la méthode proposée pour réduire le PAPR élevé, montrant une réduction d'environ 94 %, ainsi qu'une complexité moindre par rapport à d'autres approches classiques. Cependant, il est important de noter que cette méthode entraîne une légère dégradation du TEB en fonction du SNR. En conclusion, des pistes d'amélioration ont été suggérées comme perspectives futures de cette étude, et des conclusions significatives ont été tirées.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Bibliographique

1. Cheaito, A., Analyse théorique des distorsions dans la bande et en dehors de la bande de transmission pour les signaux à porteuses multiples: Impact conjoint des non-linéarités de l'amplificateur de puissance et effets de mémoire et prédistorsion. 2017, Thèse de Doctorat, INSA de Rennes.
2. Al-Jawhar, Y.A., *et al.*, *A new partitioning scheme for pts technique to improve the papr performance in ofdm systems.* International Journal of Engineering & Technology Innovation, 2018. **8**(3).
3. Ikni, S., D. Abed, S. Redadaa, and M. Sedraoui, *Papr reduction in fbmc-oqam systems based on discrete sliding norm transform technique.* Radioelectronics and Communications Systems, 2019. **62**(2): p. 51-60.
4. Armstrong, J., *Ofdm for optical communications.* Journal of lightwave technology, 2009. **27**(3): p. 189-204.
5. Jiang, T. and Y. Wu, *An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals.* IEEE Transactions on broadcasting, 2008. **54**(2): p. 257-268.
6. Kongara, G., C. He, L. Yang, and J. Armstrong, *A comparison of cp-ofdm, pcc-ofdm and ufmc for 5g uplink communications.* IEEE Access, 2019. **7**: p. 157574-157594.
7. Hazareena, A., *Ufmc system performance analysis for 5g cellular networks.* Turkish Journal of Computer and Mathematics Education (TURCOMAT), 2021. **12**(10): p. 162-167.
8. Kumar, V., *et al.*, *A joint filter and spectrum shifting architecture for low complexity flexible ufmc in 5g.* IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021. **20**(10): p. 6706-6714.
9. Şimşir, Ş. and N. TAŞPINAR, *Papr reduction using selective mapping scheme in universal filtered multicarrier waveform.* International Advanced Researches and Engineering Journal, 2020. **4**(3): p. 233-238.
10. Tao, Y., L. Liu, S. Liu, and Z. Zhang, *A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5g.* China communications, 2015. **12**(10): p. 1-15.
11. Idi, S.N., M.A. Mahmood, and H.F. Khazaal, *Window-based ufmc technique for 5g systems.* Wasit Journal of Engineering Sciences, 2021. **9**(1): p. 11-21 DOI: 10.31185/ejuow.Vol9.Iss1.220.
12. Hodara, H. and E. Skaljo, *From 1g to 5g.* Fiber and Integrated Optics, 2021. **40**(2-3): p. 85-183 DOI: 10.1080/01468030.2021.1919358.
13. Shah, A.S. *A survey from 1g to 5g including the advent of 6g: Architectures, multiple access techniques, and emerging technologies*. in *2022 IEEE 12th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*. 2022. IEEE DOI: 10.1109/CCWC54503.2022.9720781
14. Chettri, L. and R. Bera, *A comprehensive survey on internet of things (iot) toward 5g wireless systems.* IEEE Internet of Things Journal, 2020. **7**(1): p. 16-32 DOI: 10.1109/JIOT.2019.2948888.
15. Guo, F., *et al.*, *An adaptive wireless virtual reality framework in future wireless networks: A distributed learning approach.* IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020. **69**(8): p. 8514-8528 DOI: 10.1109/TVT.2020.2995877.
16. Shah, A.S., *et al.*, *Survey and performance evaluation of multiple access schemes for next-generation wireless communication systems.* IEEE Access, 2021. **9**: p. 113428-113442 DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3104509.
17. Budhiraja, I., *et al.*, *A systematic review on noma variants for 5g and beyond.* IEEE Access, 2021. **9**: p. 85573-85644 DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3081601.
18. Adoum, B.A., *et al.*, *A comprehensive survey of candidate waveforms for 5g, beyond 5g and 6g wireless communication systems.* Open Journal of Applied Sciences, 2023. **13**(1): p. 136-161 DOI: 10.4236/ojapps.2023.131012.
19. DAMIANO, J.-P., *De la 5g à la 6g: Contexte et enjeux!* société des ingénieurs et scientifiques de france (iESF), 2020. URL: https://www.researchgate.net/publication/346629679

20. Ahmadi, S., *5g network architecture.* 5G NR, 2019: p. 1-194. URL: https://doi.org/10.1016/B978-0-08-102267-2.00001-4
21. Al QUDAMI, D.A., B. Sadou, and M.Z. Zaaimia, *Etude des techniques de modulation pour les réseaux mobiles 5g de nouvelle génération*. 2020, Université de Jijel URL: http://dspace.univ-jijel.dz:8080/xmlui/handle/123456789/5713.
22. Khabaz, S., *et al. A comprehensive study of the impact of 5g numerologies on v2x communications*. in *2022 13th International Conference on Network of the Future (NoF)*. 2022. IEEE DOI: 10.1109/NoF55974.2022.9942567
23. Chih-Lin, I., *et al.*, *New paradigm of 5g wireless internet.* IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016. **34**(3): p. 474-482 DOI: 10.1109/JSAC.2016.2525739.
24. Yazar, A., F.A. Onat, and H. Arslan. *New generation waveform approaches for 5g and beyond*. in *2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*. 2016. IEEE DOI: 10.1109/SIU.2016.7495901.
25. Cheng, X., *Study and mitigation techniques of rf impairments for beyond 5g multi-carrier waveforms*. 2021, Networking and Internet Architecture [cs.NI]. Thèse de Doctorat, Sorbonne université. URL: https://www.theses.fr/2021SORUS181.
26. Guan, P., *et al.*, *5g field trials: Ofdm-based waveforms and mixed numerologies.* IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017. **35**(6): p. 1234-1243 DOI: 10.1109/JSAC.2017.2687718.
27. Zhang, L., *et al.*, *Subband filtered multi-carrier systems for multi-service wireless communications.* IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017. **16**(3): p. 1893-1907 DOI: 10.1109/TWC.2017.2656904.
28. Choi, J., B. Kim, K. Lee, and D. Hong, *A transceiver design for spectrum sharing in mixed numerology environments.* IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019. **18**(5): p. 2707-2721 DOI: 10.1109/TWC.2019.2907239.
29. Cheng, X., R. Zayani, H. Shaiek, and D. Roviras, *Inter-numerology interference analysis and cancellation for massive mimo-ofdm downlink systems.* IEEE Access, 2019. **7**: p. 177164-177176 DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2957194.
30. Sanayei, S. and A. Nosratinia, *Antenna selection in mimo systems.* IEEE Communications Magazine, 2004. **42**(10): p. 68-73 DOI: 10.1109/MCOM.2004.1341263.
31. Tiwari, P., *et al.*, *Advancing 5g connectivity: A comprehensive review of mimo antennas for 5g applications.* International Journal of Antennas and Propagation, 2023. **2023**.
32. Alexander S. Gillis. *Single-user mimo*. Techtarget Networking 2021. Access Date 21/9/2023. ; Available. from: https://www.techtarget.com/searchnetworking/definition/single-user-MIMO.
33. Gao, X., O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson, *Massive mimo performance evaluation based on measured propagation data.* IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015. **14**(7): p. 3899-3911 DOI: 10.1109/TWC.2015.2414413.
34. Dembele, H., *5g scenarios and evolutions in the new millimeter-wave bands*. 2021, Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique URL: https://theses.hal.science/tel-03477488v2 .
35. YTD2525. *Disruptive beamforming trends improving millimeter-wave 5g*. 2020 Access Date 19/9/2023]; Available from: https://ytd2525.wordpress.com/2020/06/12/disruptive-beamforming-trends-improving-millimeter-wave-5g/.
36. Moret, B., *Amplificateur de puissance autonome pour applications ofdm et beamforming de la 5g aux fréquences millimétriques en technologie cmos avancée*. 2017, Thèse de doctorat. Bordeaux
37. Masson, M.Y.R.e., *Self-organizing functionalities in 5g virtual radio access network*. 2021, Thèse de doctorat, Université d'Avignon. URL: https://theses.hal.science/tel-03641088.

38. Sohrabi, F. and W. Yu, *Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays.* IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016. **10**(3): p. 501-513 DOI: 10.1109/JSTSP.2016.2520912.
39. Patil, M.V., S. Pawar, and Z. Saquib. *Coding techniques for 5g networks: A review*. in *2020 3rd International Conference on Communication System, Computing and IT Applications (CSCITA)*. 2020. IEEE DOI: 10.1109/CSCITA47329.2020.9137797.
40. Al-Wajeeh, T., *Efficient radio channel modeling for urban wireless sensors networks*. 2018, Thèse de doctorat, Université de Poitiers.
41. Hampton, J.R., *Introduction to mimo communications*. Cambridge university press, 2013.
42. Bello, P., *Characterization of randomly time-variant linear channels.* IEEE transactions on Communications Systems, 1963. **11**(4): p. 360-393.
43. Lee, W.C., *Mobile communications design fundamentals*. 2010: John Wiley & Sons
44. Rappaport, T.S., *Wireless communications: Principles and practice, 2/e*. 2010: Pearson Education India
45. Bansal, R., *Engineering electromagnetics: Applications*. CRC Press, 2018.
46. Yameogo, Y.S., *Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au systéme sc-fdma*. Thèse de doctorat, Université Rennes 1, 2011.
47. Hwang, T*., et al.*, *Ofdm and its wireless applications: A survey.* IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008. **58**(4): p. 1673-1694.
48. Litwin, L. and M. Pugel, *The principles of ofdm.* RF signal processing, 2001. **2**: p. 30-48.
49. IKNI, S., *Contribution à l'etude et au développement de techniques avancées de modulations multiporteuses pour les futurs systèmes de communication sans fil*, in *Univeristé 8Mai 1945 Guelma*. Thèse de doctorat, 2019.
50. Cho, Y.S., J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *Mimo-ofdm wireless communications with matlab*. John Wiley & Sons, 2010.
51. Abudabbousa, A., *Ofdm based time difference of arrival estimation*, in *Electromagnetism.* Thèse de doctorat, *Sorbonne Université*. 2018
52. Viholainen, A., M. Bellanger, and M. Huchard, *Prototype filter and structure optimization.* website: www. ict-phydyas. org: Document D, 2009. **5**.
53. Lopes Ferreira, M. and J. Canas Ferreira, *An fpga-oriented baseband modulator architecture for 4g/5g communication scenarios.* Electronics, 2018. **8**(1): p. 2.
54. Nadal, J.r.m., *Filtered multicarrier waveforms in the context of 5g: Novel algorithms and architecture optimizations*. Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique, Thèse de doctorat, 2017.
55. Siohan, P., C. Siclet, and N. Lacaille, *Analysis and design of ofdm/oqam systems based on filterbank theory.* IEEE transactions on signal processing, 2002. **50**(5): p. 1170-1183 DOI: 10.1109/78.995073.
56. Bellanger, M.G. *Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission*. in *2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No. 01CH37221)*. 2001. IEEE
57. Medjahdi, Y., *Interference modeling and performance analysis of asynchronous ofdm and fbmc wireless communication systems*. Conservatoire national des arts et metiers-CNAM Thèse de doctorat, 2012.
58. Aminjavaheri, A., A. Farhang, A. RezazadehReyhani, and B. Farhang-Boroujeny. *Impact of timing and frequency offsets on multicarrier waveform candidates for 5g*. in *2015 IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE)*. 2015. IEEE
59. Wunder, G*., et al.*, *5gnow: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications.* IEEE Communications Magazine, 2014. **52**(2): p. 97-105.
60. Buzzi, S., C. D'Andrea, D. Li, and S. Feng, *Mimo-ufmc transceiver schemes for millimeter-wave wireless communications.* IEEE Transactions on Communications, 2019. **67**(5): p. 3323-3336.

61. Parajuli, H.N., J. Poëtte, and E. Udvary. *Uf-ofdm based radio over fiber for 5g millimeter wave small cell radio access network*. in *2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP)*. 2018. IEEE
62. Del Fiorentino, P.*, et al. Resource allocation in short packets bic-ufmc transmission for internet of things*. in *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. 2016. IEEE
63. Ateya, A.A., A. Muthanna, and A. Koucheryavy. *5g framework based on multi-level edge computing with d2d enabled communication*. in *2018 20th international conference on advanced communication technology (ICACT)*. 2018. IEEE
64. Zayani, R., *Energy-efficient digital signal processing for multi-carrier and multi-antenna systems*. Conservatoire National des Arts et Métiers Paris, Thèse de doctorat, 2020.
65. Ramadhan, A.J., *Overview and comparison of candidate 5g waveforms: Fbmc, ufmc and f-ofdm.* International Journal of Computer Network & Information Security, 2022. **14**(2).
66. Taher, M.A., H.S. Radhi, and A.K. Jameil, *Enhanced f-ofdm candidate for 5g applications.* Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2021. **12**: p. 635-652.
67. AL QUDAMI, D.A.A.H.A., I. Samir, S. REDADAA, and M. SEDRAOUI, *A novel scheme ufmc-dsnt for papr reduction in 5g systems.* Telecommunications and Radio Engineering, 2023 DOI: 10.1615/TelecomRadEng.2023048111.
68. Guo, Z., Q. Liu, W. Zhang, and S. Wang, *Low complexity implementation of universal filtered multi-carrier transmitter.* IEEE Access, 2020. **8**: p. 24799-24807.
69. Kim, H., J. Bang, S. Choi, and D. Hong. *Resource block management for uplink ufmc systems*. in *2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. 2016. IEEE
70. Van Eeckhaute, M., A. Bourdoux, P. De Doncker, and F. Horlin, *Performance of emerging multi-carrier waveforms for 5g asynchronous communications.* EURASIP Journal on wireless communications and networking, 2017. **2017**(1): p. 1-15.
71. Hadjer, B. and B. Abdelhafid. *Comparison & performance evaluation of mimo-fbmc and mimo-ufmc systems for various equalization techniques*. in *2019 International Conference on Networking and Advanced Systems (ICNAS)*. 2019. IEEE DOI: 10.1109/ICNAS.2019.8807861.
72. Shahjehan, W.*, et al.*, *Universal filtered multicarrier for 5g.* International Journal of Engineering Works, 2017. **4**(7): p. 136-139.
73. Maheswari, M., N. Nagarajan, and M. Banupriya. *Performance analysis of ufmc system with different prototype filters for 5g communication*. in *Proceedings of International Conference on Artificial Intelligence, Smart Grid and Smart City Applications: AISGSC 2019*. 2020. Springer
74. Sidiq, S.*, et al.*, *A new genetic algorithm bio-inspired based impartial evaluation of ufmc and gfdm under diverse window constraints.* Arabian Journal for Science and Engineering, 2022. **47**(11): p. 14173-14184.
75. Thirrunavukkarasu, R.*, et al. Ecg denoising using kaiser bessel window filter*. in *2021 7th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*. 2021. IEEE
76. Hampannavar, S., C.B. Teja, M. Swapna, and U.K. RY. *Performance improvement of m-class phasor measurement unit (pmu) using hamming and blackman windows*. in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*. 2020. IEEE
77. Barros, J. and R.I. Diego, *On the use of the hanning window for harmonic analysis in the standard framework.* IEEE transactions on power delivery, 2005. **21**(1): p. 538-539.
78. Wang, G., X. Wang, and C. Zhao, *An iterative hybrid harmonics detection method based on discrete wavelet transform and bartlett–hann window.* Applied Sciences, 2020. **10**(11): p. 3922.
79. Tian, W., J. Yu, X. Ma, and J. Li. *Power system harmonic detection based on bartlett-hann windowed fft interpolation*. in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. 2012. IEEE DOI: 10.1109/appeec.2012.6307426.

80. Hazareena, A. and B.A. Mustafa. *A survey: On the waveforms for 5g*. in *2018 Second International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*. 2018. IEEE DOI: 10.1109/ICECA.2018.8474641.
81. Wang, X., T. Wild, F. Schaich, and A.F. Dos Santos. *Universal filtered multi-carrier with leakage-based filter optimization*. in *European Wireless 2014; 20th European Wireless Conference*. 2014. VDE
82. Putranto, P.*, et al. Performance comparison of blackman, bartlett, hanning, and kaiser window for radar digital signal processing*. in *2019 4th International Conference on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)*. 2019. IEEE
83. Mahmood, O.A. and Y.I. Hammadi, *Enhanced 5g contender based flat top weighted window communication systems.* Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, 2022. **11**(1): p. 364-371.
84. Agguna, K.K. *Vibration signal processing (windowing) :*. 2019; Available from: https://www.linkedin.com/pulse/vibration-signal-processing-windowing-kishore-kumar-agguna/.
85. Shawqi, F.S.*, et al. A review of papr reduction techniques for ufmc waveform*. in *2020 4th International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*. 2020. IEEE DOI: 10.1109/ISMSIT50672.2020.9255246.
86. Şimşir, Ş. and N. Taşpınar, *A powerful pts strategy boosted by a novel discrete crow search algorithm for reducing the papr of ufmc signals.* Journal of Electrical Engineering, 2023. **74**(3): p. 197-209.
87. Tuli, E.A., D.-S. Kim, and J.M. Lee. *Performance enhancement of ufmc systems using kaiser window filter*. in *2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*. 2021. IEEE DOI: 10.1109/ICTC52510.2021.9620960.
88. Bulusu, S.S.K.C., *Performance analysis and papr reduction techniques for filter-bank based multi-carrier systems with non-linear power amplifiers*. 2016, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM
89. Chaker, A., *Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses: Prise en compte de l'effet mémoire*. 2004, Cergy-Pontoise
90. Louët, Y. and J. Palicot. *Synthèse de la notion de facteur de crête et application aux modulations monoporteuse*. in *20e Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA*. 2005.
91. Nee, R.v. and R. Prasad, *Ofdm for wireless multimedia communications*. 2000: Artech House, Inc.
92. Jones, A.E., T.A. Wilkinson, and S. Barton, *Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes.* Electronics letters, 1994. **30**(25): p. 2098-2099.
93. Chintala, V.D. and A. Sundru, *Quantized precoding and companding schemes for papr reduction in ufmc-based massive mimo downlink systems.* Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2021. **32**(11): p. e4344.
94. Almutairi, A.F., M. Al-Gharabally, and A. Krishna, *Performance analysis of hybrid peak to average power ratio reduction techniques in 5g ufmc systems.* IEEE Access, 2019. **7**: p. 80651-80660.
95. Müller, S.H. and J.B. Huber, *Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences.* Electronics letters, 1997. **33**(5): p. 368-369.
96. Fathy, S.A., M. Ibrahim, S. El-Agooz, and H. El-Hennawy, *Low-complexity slm papr reduction approach for ufmc systems.* IEEE Access, 2020. **8**: p. 68021-68029 DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2982646.
97. Shawqi, F.S.*, et al.*, *A new slm-ufmc model for universal filtered multi-carrier to reduce cubic metric and peak to average power ratio in 5g technology.* Symmetry, 2020. **12**(6): p. 909 DOI: 10.3390/sym12060909.

98. Jayasankar, T. and K. Vinoth Kumar, *Novel selective mapping with oppositional hosted cuckoo optimization algorithm for papr reduction in 5g ufmc systems.* Tehnički vjesnik, 2022. **29**(2): p. 464-471.
99. Baig, I.*, et al.*, *A power domain ufmc system design for underwater optical communication with reduced papr.* Journal of Internet Technology, 2021. **22**(2): p. 395-401.
100. Madhusudhan, A. and S.K. Sharma, *Selective mapping scheme for universal filtered multicarrier.* INTELLIGENT AUTOMATION AND SOFT COMPUTING, 2023. **36**(2): p. 1273-1282.
101. Al QUDAMI, D.A.A.H.A., S. Ikni, S. Redadaa, and M. Sedraoui, *A novel scheme ufmc-dsnt for papr reduction in 5g systems.* Telecommunications and Radio Engineering, 2023. **82**(10) DOI: 10.1615/TelecomRadEng.2023048111.
102. Şimşir, Ş. and N. Taşpınar, *An improved pts scheme based on a novel discrete invasive weed optimization algorithm for papr reduction in the ufmc signal.* Neural Computing and Applications, 2021. **33**(23): p. 16403-16424.
103. May, T. and H. Rohling. *Reducing the peak-to-average power ratio in ofdm radio transmission systems*. in *VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No. 98CH36151)*. 1998. IEEE
104. Tellado-Mourelo, J., *Peak to average power reduction for multicarrier modulation*. 1999, stanford university
105. Tellado, J. and J.M. Cioffi. *Efficient algorithms for reducing par in multicarrier systems*. in *Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on Information Theory (Cat. No. 98CH36252)*. 1998. IEEE
106. Krongold, B.S. and D.L. Jones, *Par reduction in ofdm via active constellation extension.* IEEE Transactions on broadcasting, 2003. **49**(3): p. 258-268.
107. Langlais, C., S. Haddad, Y. Louet, and N. Mazouz. *Clipping noise mitigation with capacity approaching fec codes for papr reduction of ofdm signals*. in *2011 8th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solutions*. 2011. IEEE
108. Kimura, S., T. Nakamura, M. Saito, and M. Okada. *Par reduction for ofdm signals based on deep clipping*. in *2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*. 2008. IEEE
109. Ragusa, S., J. Palicot, Y. Louët, and C. Lereau. *Invertible clipping for increasing the power efficiency of ofdm amplification*. in *ICT 2006*. 2006.
110. Tipán, M.N.*, et al. Comparison of clipping techniques for papr reduction in ufmc systems*. in *2017 IEEE 9th Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*. 2017. IEEE
111. Priotti, P., *Papr reduction in multi-carrier-carrier transmission*. No. 8,625,807. Google Patents, 7 Jan 2014.
112. Mounira, L. and B. Ridha, *Per sub-band tone reservation scheme for universal filtered multi-carrier signal.* International Journal of Electronics and Telecommunications, 2023: p. 545-552-545-552.
113. Jones, D.L. *Peak power reduction in ofdm and dmt via active channel modification*. in *Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No. CH37020)*. 1999. IEEE
114. Louliej, A., Y. Jabrane, B.A.E. Said, and A.A. Ouahman. *Reduction of power envelope fluctuations in ecma-368 ultra wideband communication system*. in *2012 International Conference on Multimedia Computing and Systems*. 2012. IEEE
115. Mushref, A.G., A.H. Mohammed, and O. Bayat. *Rayleigh leistungs relation and rician fading channels in qam using simulink environment*. in *2020 International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA)*. 2020. IEEE
116. KURNAZ, S. and A.H. Mohammed. *Secure pin authentication in java smart card using honey encryption*. in *2020 International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA)*. 2020. IEEE

117. Prethyoosha, T. and J. Chunkath. *Performance analysis of dft spreading and wavelet filtering in ufmc system*. in *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*. 2017. IEEE
118. Taşpinar, N. and Ş. Şimşir. *Papr reduction based on partial transmit sequence technique in ufmc waveform*. in *2019 14th Iberian Conference on Information Systems and Technologies (CISTI)*. 2019. IEEE
119. Fathy, S.A., M.N. Ibrahim, S.S. Elagooz, and H.M. El-Hennawy. *Efficient slm technique for papr reduction in ufmc systems*. in *2019 36th National Radio Science Conference (NRSC)*. 2019. IEEE DOI: 10.1109/NRSC.2019.8734569.
120. Guel, D., *Etude de nouvelles techniques de réduction du" facteur de crête"(papr) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses*. Thèse de doctorat, Université Rennes 1, 2009.
121. Kang, A., V. Sharma, and M. Gupta, *Gfdm and ufmc modulation techniques under dispersive wireless channels for cognitive radio-a technical review.* GFDM and UFMC Modulation Techniques under dispersive wireless channels for Cognitive Radio-A Technical Review, 2018. **16**(1): p. 09-09.
122. De Almeida, I.B.F., L.L. Mendes, J.J. Rodrigues, and M.A. Da Cruz, *5g waveforms for iot applications.* IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019. **21**(3): p. 2554-2567.
123. Khan, B. and F.J. Velez. *Multicarrier waveform candidates for beyond 5g*. in *2020 12th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*. 2020. IEEE
124. Hammoodi, A., L. Audah, and M.A. Taher, *Green coexistence for 5g waveform candidates: A review.* IEEE Access, 2019. **7**: p. 10103-10126.
125. Darghouthi, A., A. Khlifi, and B. Chibani. *Performance analysis of 5g waveforms over fading environments*. in *2021 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*. 2021. IEEE
126. Dursun, S. and A.M. Grigoryan, *Nonlinear l2-by-3 transform for papr reduction in ofdm systems.* Computers & Electrical Engineering, 2010. **36**(6): p. 1055-1065.
127. Abed, D. and A. Medjouri, *Discrete sliding norm transform-based 50% papr reduction in asymmetrically clipped optical ofdm systems for optical wireless communications.* Electronics Letters, 2015. **51**(25): p. 2128-2130.
128. Rong, W., J. Cai, and X. Yu, *Low-complexity pts papr reduction scheme for ufmc systems.* Cluster Computing, 2017. **20**(4): p. 3427-3440.
129. Saeedi-Sourck, H.*, et al.*, *Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and ofdm in uplink of multicarrier multiple access networks.* IEEE Transactions on Signal Processing, 2011. **59**(4): p. 1907-1912.

Publications et Communications

Publications internationales :

- AL QUDAMI, D.A.A.H.A., IKNI, S., REDADAA, S., and SEDRAOUI, M., A Novel Scheme UFMC-DSNT for PAPR Reduction in 5G Systems. Telecommunications and Radio Engineering, 2023 DOI: 10.1615/TelecomRadEng.2023048111.

Communications national et internationals:

- AL QUDAMI, D. A. A. H. A., REDADDA, S., IKNI, S., AISSANI, S., SEDRAOUI, M, "New Windows for UFMC Technique in 5G Systems"; "Fourth International Conference on Technological Advances in Electrical Engineering ICTAEE'23 on May 23-24/2023 at Skikda-Algeria".
- • AL QUDAMI, D.A.A.H.A., REDADDA, S., IKNI, S. and AISSANI, S., Low Complexity PAPR Reduction Scheme for UFMC System Based on L2-by-3. ISPA 2024: The 8th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, on April 21-22, 2024 at Biskra, Algeria, [ACCEPTÉ]